

PRAKTYCZNY

ISSN 1232-2628

ELEKTRONIK

NR IND 372161

cena 2,40 zł (24000 zł)

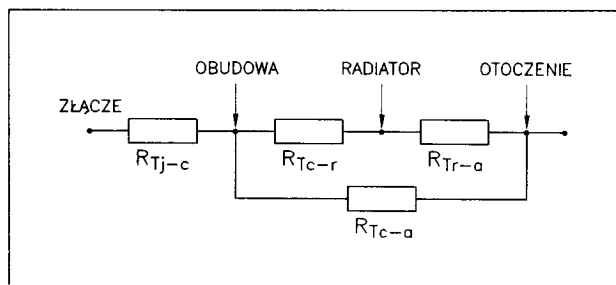
kwiecień
nr 4 '96

Odprowadzanie ciepła z półprzewodnikowych podzespołów mocy

W numerze 2/96 PE zamieszczono wskazówki dotyczące montażu półprzewodnikowych podzespołów mocy. W drugiej części tego cyklu przedstawimy zagadnienia związane z oddawaniem ciepła. Analizę układów cieplnych dogodnie jest przedstawiać korzystając z analogii jakie zachodzą pomiędzy zjawiskami cieplnymi a elektrycznymi. Napięciu będzie zatem odpowiadała temperatura, prądowi – strumień cieplny, a rezystancji – rezystancja cieplna.

Przy przepływie ciepła ze złącza półprzewodnikowego do otoczenia zachodzi wymiana ciepła przez przewodzenie, promieniowanie i konwekcję.

Przewodzenie ciepła dominuje przy przejściu ciepła ze złącza do obudowy elementu półprzewodnikowego i przy przejściu z obudowy do radiatora. Natomiast przejście ciepła z radiatora do otoczenia odbywa się głównie dzięki konwekcji i mniejszym stopniu dzięki promieniowaniu. Ciepło przepływające ze złącza półprzewodnikowego do otoczenia napotyka na swojej drodze różne przeszkody zmniejszające możliwość przepływu. Przeszkody te można w sposób matematyczny opisać rezystancjami cieplnymi. Jednostką rezystancji cieplnej jest $^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Wraz ze wzrostem wartości rezystancji cieplnej przepływ ciepła ulega zmniejszeniu.



Rys. 1 Rezystancje termiczne występujące między złączem elementu półprzewodnikowego a otoczeniem

Na rysunku 1 zamieszczono schemat zastępczy układu cieplnego składającego się z półprzewodnikowego podzespołu mocy, i radiatora. Pierwszą przeszkodą na drodze ciepła jest rezystancja termiczna (zwana dalej rezystancją) złącze-obudowa (R_{Tj-c}). Kolejną barierą jest rezystancja na styku obudowy z radiatorom; obudowa-radiator (R_{Tc-r}). Ostatnim fragmentem drogi ciepła jest rezystancja radiator-otoczenie (R_{Tr-a}). Na rysunku zamieszczono jeszcze rezystancję obudowa-otoczenie (R_{Tc-a}), jednakże wartość tej rezystancji jest tak duża, że w praktyce można ją pominąć. Zatem wypadkowa rezystancja stojąca na drodze przepływu ciepła ze złącza do otoczenia R_{Tj-a} będzie sumą trzech połączonych szeregowo rezystancji:

$$R_{Tj-a} = R_{Tj-c} + R_{Tc-r} + R_{Tr-a}$$

Rezystancja termiczna złącze-obudowa R_{Tj-c} jest wielkością stałą zależną od konstrukcji elementu, podawaną w danych katalogowych. Użytkownik nie ma na nią wpływu. Natomiast pozostałe rezystancje R_{Tc-r} , R_{Tr-a} można zmniejszać w stosunkowo szerokich granicach przez dobór sposobu montażu elementu na radiatorze, oraz przez kształt, wielkość i ustawienie radiatora. Głównym czynnikiem decydującym o sprawności odprowadzania ciepła będzie rezystancja termiczna radiator-otoczenie.

Projektowanie układu odprowadzania ciepła sprowadza się do zapewnienia takich wartości rezystancji termicznych, aby przy największej mocy traconej w złączu i maksymalnej temperaturze otoczenia z jaką możemy się spotkać temperatura złącza nie przekroczyła wartości maksymalnej podawanej przez producenta w danych katalogowych. Dla półprzewodników krzemowych temperatura ta wynosi z reguły 150°C (sporydycznie 175°C).

Przyrost temperatury złącza elementu półprzewodnikowego zależy od wydzielanej w nim mocy i od rezystancji termicznej złącze-otoczenie. Zależność tą opisuje wzór:

$$\Delta T = T_j - T_a = P_C \cdot R_{Tj-a}$$

W oparciu o dwa powyższe wzory można wyznaczyć niezbędną rezystancję termiczną radiator-otoczenie przy założonej maksymalnej temperaturze złącza i otoczenia, oraz dla danej mocy wydzielanej w elemencie półprzewodnikowym.

$$R_{Tr-a} = \frac{T_j - T_a}{P_C} - R_{Tj-c} - R_{Tc-r}$$

gdzie:

R_{Tr-a} – rezystancja termiczna radiator-otoczenie [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$];

R_{Tj-c} – rezystancja termiczna złącze-obudowa [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$];

R_{Tc-r} – rezystancja termiczna obudowa-radiator [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$];

T_j – maksymalna temperatura złącza [$^{\circ}\text{C}$];

T_a – maksymalna temperatura otoczenia [$^{\circ}\text{C}$];

P_C – moc tracona w przyrządzie półprzewodnikowym [W].

Chcąc zachować pewien margines bezpieczeństwa wskazane jest przyjmowanie maksymalnej temperatury złącza krzemowego na poziomie $100 \div 125^{\circ}\text{C}$. Natomiast w większości przypadków maksymalną temperaturę otoczenia przyjmuje się na poziomie 40°C (nie dotyczy to układów pracujących w samochodzie gdzie temperatura otoczenia latem może być dużo wyższa ok. 80°C).

Dokończenie tekstu na str. 27

PRAKTYCZNY ELEKTRONIK

KWIECIEŃ nr 4/96

SPIS TREŚCI

Odprowadzanie ciepła z półprzewodnikowych podzespołów mocy.....	2
Przetwornice napięć z przełączanymi pojemnościami.....	4
Układy dodatkowe generatora szumu różowego.....	8
Elektronika inaczej cz. 3 – obwody rezystancyjne.....	11
Klaskomat.....	16
Siedmiokanałowa aparatura do zdalnego sterowania cz. 3.....	19
Obrotomierz analogowy.....	24
Poprawka do artykułu pt. „Automatyczna blokada zabezpieczająca przed piratami telefonicznymi”	30
Wykaz cenowy płytek drukowanych.....	30

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym w terminie do trzech tygodni. Nie przyjmujemy zamówień telefonicznych. Koszt wysyłki wynosi: 6,00 zł (60.000 zł) bez względu na kwotę pobrania. W sprzedaży wysyłkowej dostępne są archiwalne numery „Praktycznego Elektronika”: 3/92; 1/94; 1–4/95; 5–12/95, 1–3/96. Cena jednego egzemplarza 2,40 zł (24.000 zł) plus koszty wysyłki. Kserokopie artykułów i całych numerów, których nakład został wyczerpany, wysyłamy w cenie 1,00 zł (10.000 zł) za pierwszą stronę, za każdą następną 0,20 zł (2.000 zł) plus koszty wysyłki.

Zamówienia na płytki drukowane prosimy przysyłać na kartach pocztowych, lub kartach zamówień zamieszczonych w PE 7/95, PE 8/95, PE 2/96.

Wydawca — ARTKELE, Zielona Góra

Ogłoszenia i reklamy

Ogłoszenia można nadsyłać listownie na adres redakcji załączając dowód wpłaty należności za ogłoszenie na konto:
ARTKELE — WYDAWNICTWO TECHNICZNE
ul. Jaskółcza 2/5 65-001 Zielona Góra
KOMUNALNY BANK SPÓŁDZIELCZY, Zielona Góra
997283-102847-2541

Ceny:

- 1 cm² ogłoszenia ramkowego – 2,40 zł (24.000 zł) + 22% VAT (najmniejsze ogłoszenie 20 cm²)
- ogłoszenia drobne do 40 słów – 1,20 zł (12.000 zł) + 22% VAT

Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności za treść reklam i ogłoszeń.

Adres redakcji:

„Praktyczny Elektronik”
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra
tel. niestety czasowo brak telefonu
Red. Naczelny mgr inż. Dariusz Cichoński

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo do skracania i adiustacji nadesłanych materiałów i artykułów.

Opisy układów elektronicznych i urządzeń zamieszczonych w „Praktycznym Elektroniku” mogą być wykorzystane wyłącznie dla własnych potrzeb. Wykorzystanie ich do celów zarobkowych i innych wymaga zgody autora artykułu. Przedruk całości lub fragmentów „Praktycznego Elektronika” możliwy jest po uzyskaniu zgody redakcji.

Przetwornice napięć z przełączanymi pojemnościami

W wielu układach elektronicznych istnieje potrzeba wytworzenia napięcia innego niż te dostarczane przez zasilacz. Wówczas zastosowanie może znaleźć przetwornica napięcia. Poniżej przedstawione zostały dwa rodzaje przetwornic: przetwornica dostarczająca napięcia ujemnego i przetwornica wytwarzająca napięcie wyższe niż napięcie zasilania.

Przetwornica wytwarzająca napięcie ujemne.

Przetwornica wytwarzająca napięcie ujemne może znaleźć zastosowanie w sytuacji, gdy potrzebne jest napięcie symetryczne, na przykład do zasilania wzmacniaczy operacyjnych. Jeżeli możemy zbudować zasilacz dostarczający takiego napięcia to dobrze, ale jeżeli urządzenie ma być zasilane z baterii, to trzeba się zastanowić co jest wygodniejsze: czy dwie baterie, a może przetwornica, która wytworzy potrzebne napięcie ujemne?

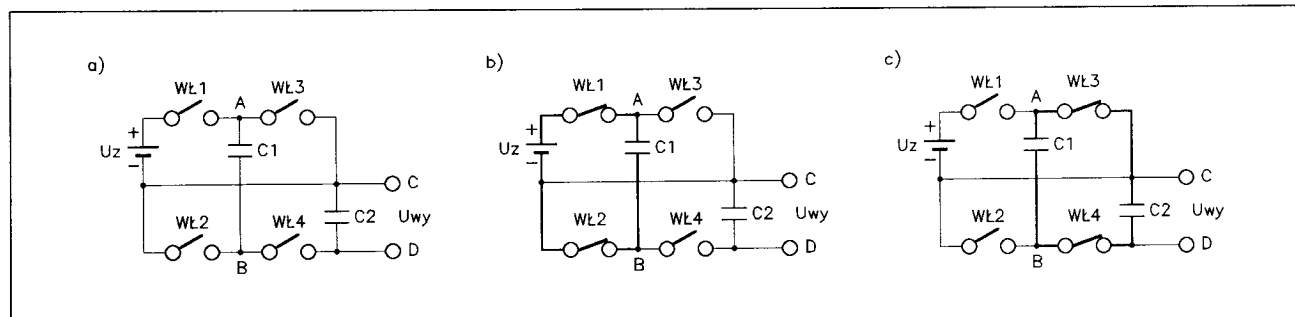
Uproszczony schemat takiej przetwornicy przedstawiony jest na rysunku 1a. Składa się ona z czterech kluczy $W\text{Ł}1 \div W\text{Ł}4$ i dwóch kondensatorów $C1$ i $C2$.

Przetwornica pracuje w dwóch następujących po sobie fazach. W pierwszej fazie (rys. 1b) klucze $W\text{Ł}1$ i $W\text{Ł}2$ są włączone, a $W\text{Ł}3$ i $W\text{Ł}4$ są wyłączone. W fazie tej kondensator $C1$ ładuje się do napięcia U_z . Potencjał w punkcie B, który jest połączony z ujemnym biegunem zasilania, osiąga wartość o U_z mniejszą niż w punkcie A, który w tej fazie połączony jest do dodatniego bieguna źródła. Następnie klucze $W\text{Ł}1$ i $W\text{Ł}2$ są wyłączane, a klucze $W\text{Ł}3$ i $W\text{Ł}4$ załączane. Uwidoczniono to na rysunku 1c. Ładunek zgromadzony w $C1$ poprzez zwarte klucze $W\text{Ł}3$ i $W\text{Ł}4$ przepływa do kondensatora $C2$. Ponieważ potencjał punktu B jest o U_z mniejszy niż w punkcie A, to $C2$ naładuje się w ten sposób, że potencjał punktu D jest mniejszy od punktu C. Później znów załączamy $W\text{Ł}1$ i $W\text{Ł}2$ rozwierając jednocześnie $W\text{Ł}3$ i $W\text{Ł}4$. Jeśli będziemy powtarzali te czynności na przykład kilka tysięcy razy na sekundę, to napięcie w punkcie Uwy osiągnie wartość identyczną jak U_z , ale o przeciwnej polaryzacji, czyli będzie ono ujemne w stosunku do punktu C. Dla uzyskania maksymalnej sprawności pracy przetwornicy czas zamknięcia kluczy $W\text{Ł}1$ i $W\text{Ł}2$ powinien być równy czasowi zamknięcia kluczy $W\text{Ł}3$ i $W\text{Ł}4$.

Wszystkie cztery klucze i układ nimi sterujący firma ICL umieściła w ośmio-nóżkowym układzie scalonym ICL 7660. ICL 7660 posiada wewnętrzny generator nie wymagający stosowania elementów zewnętrznych. Częstotliwość pracy generatora wynosi ok. 10 kHz i może zostać zmniejszona przez dołączenie dodatkowego kondensatora. Przebieg z wyjścia generatora dzielony jest przez dwa w celu uzyskania wypełnienia 1/2. Kolejnym blokiem jest układ przesuwania poziomów niezbędny do właściwego sterowania kluczy $W\text{Ł}1 \div W\text{Ł}4$ wykonanych na tranzystorach MOSFET. Opis poszczególnych wprowadzeń układu ICL 7660 zestawiono poniżej:

- | | |
|------------|--|
| 1 – NC | nie podłączone; |
| 2 – CAP+ | dodatnia końcówka kondensatora elektrolitycznego (punkt A na schemacie z rys. 1); |
| 3 – GROUND | masa minus zasilania układu; |
| 4 – CAP- | ujemna końcówka kondensatora elektrolitycznego (punkt B na schemacie z rys. 1); |
| 5 – Vout | wyjście układu (punkt D na schemacie z rys. 1); |
| 6 – LV | kończówka ta, przy niskich napięciach zasilania $< 3,5$ V powinna być połączona z masą, a przy większych ($> 3,5$ V) musi pozostać nie podłączona; |
| 7 – OSC | wejście zewnętrznego oscylatora, gdy wejście jest niepodłączone to częstotliwość wewnętrzznego generatora wynosi ok. 10 kHz. Częstotliwość pracy generatora można zmniejszyć za pomocą kondensatora podłączonego między końcówkę OSC a plus zasilania, lub wprowadzić na nią przebieg z zewnętrznego generatora; |
| 8 – V+ | plus zasilania. |

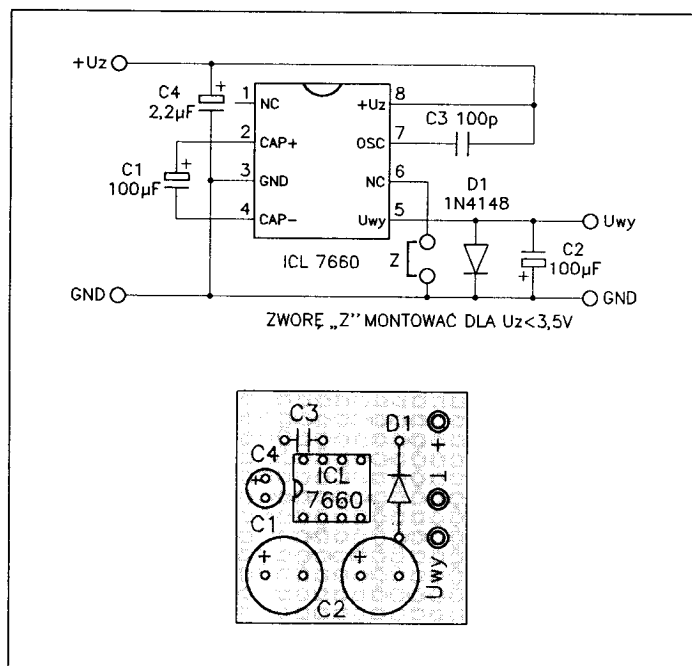
Układ może pracować w przedziale napięć od 1,5 V do 10,0 V wytwarzając napięcie wyjściowe o polaryzacji ujemnej, o wartości równej napięciu zasilania. Na przykład dla napięcia wejściowego (zasilania) +5 V napięcie wyjściowe będzie wynosiło -5 V, a dla +3 V na wyjściu otrzyma się -3 V. Wyjście układu jest odporne na zwarcia do masy dla napięć zasilania mniejszych od 5,5 V.



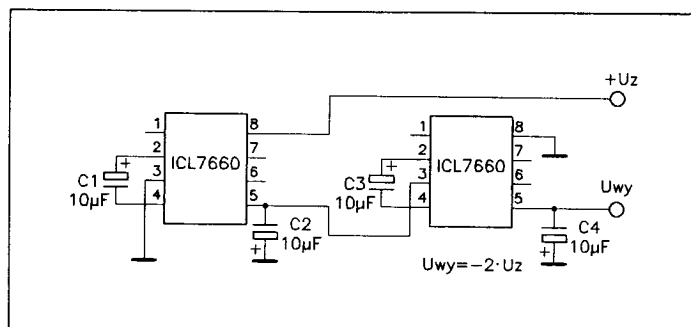
Rys. 1 Uproszczony schemat przetwornicy wytwarzającej napięcie ujemne;
a) schemat przetwornicy, b) pierwsza faza pracy, c) druga faza pracy

Układ nie posiada wewnętrznego stabilizatora napięcia wyjściowego. Z tego też względu rezystancja wyjściowa wynosi ok. $55\ \Omega$ dla napięć zasilania większych od $+5\text{ V}$ i wzrasta do ok. $150\ \Omega$ dla napięcia zasilania $+2\text{ V}$.

Na rysunku 2 zamieszczono schemat przetwornicy odwracającej napięcie z $+1,5 \div +10,0\text{ V}$ na $-1,5 \div -10,0\text{ V}$. Zasilanie podłącza się do punktów oznaczonych na schemacie $+U_z$ (dodatni biegun) i GND (ujemny biegun). Wyjściem układu jest punkt U_{wy} . Kondensator C3 powoduje obniżenie częstotliwości wewnętrznego generatora układu ICL 7660 do ok. 1 kHz , dzięki czemu rośnie sprawność przetwornicy. Należy pamiętać, że dla napięć zasilania niższych od $3,5\text{ V}$ końcówkę 6 układu zwiera się z masą, dla napięć wyższych od $3,5\text{ V}$ końcówka ta pozostaje niepodłączona.



Rys. 2 Schemat przetwornicy odwracającej napięcie z $+1,5 \div +10,0\text{ V}$ na $-1,5 \div -10,0\text{ V}$ i schemat montażu na płytce uniwersalnej



Rys. 3 Schemat kaskadowego połączenia dwóch układów ICL 7660

Napięcie na wyjściu układu ICL 7660 (nóżka 5) nie może w żadnym przypadku być wyższe niż napięcie na nóżce 3. Sytuacja taka może powstać w układach zasilanych symetrycznie w chwili włączania i wyłączania urządzenia. Z tego też

względem w przetwornicy zastosowano dodatkową diodę zabezpieczającą D1.

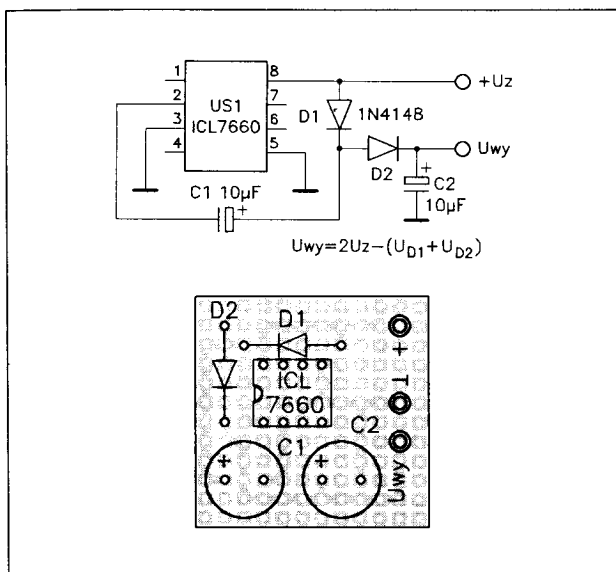
Gdy przetwornica ma dostarczać niewielkiego prądu rzędu kilku mA, to kondensator C3 można pominąć, a kondensatory C1 i C2 zmniejszyć do $10\ \mu\text{F}$. Przy montażu kondensatorów elektrolitycznych C1, C2 i C4 należy pamiętać o właściwej polaryzacji końcówek. Jak już wcześniej wspomniano przetwornica nie posiada stabilizacji napięcia wyjściowego. Napięcie wyjściowe przy braku obciążenia jest równe co do wartości bezwzględnej napięciu wejściowemu, natomiast znak napięcia jest przeciwny. Rezystancja wyjściowa przetwornicy wynosi ok. $55\ \Omega$, co sprawia, że w miarę wzrostu prądu pobieranego z wyjścia przetwornicy napięcie wyjściowe maleje. Spadek napięcia można obliczyć z prawa Ohma $U\text{ [V]} = 55\ \Omega \cdot I\text{ [A]}$. Na przykład dla napięcia zasilania $+5\text{ V}$ napięcie wyjściowe przy prądzie pobieranym przez obciążenie 10 mA będzie wynosiło $-4,45\text{ V}$, a dla prądu 40 mA spadnie do $-2,8\text{ V}$.

Ze względu na dużą sprawność (większą od 90%) układ doskonale nadaje się do zasilania z baterii. Układ jest tak prosty że można go zmontować na kawałku płytki uniwersalnej (rys. 2).

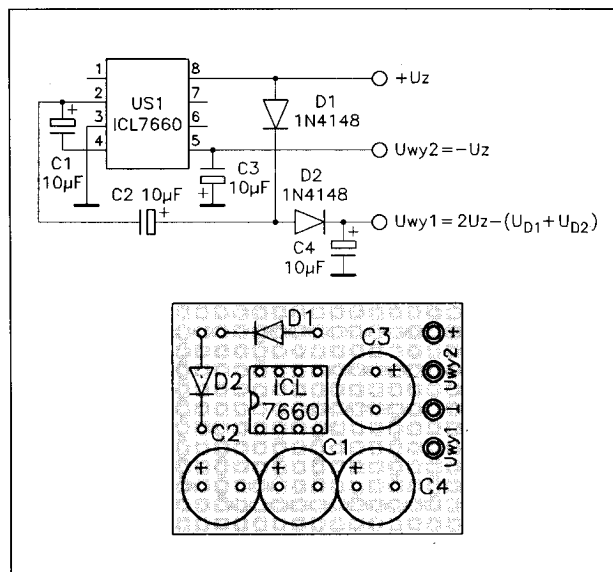
Jeżeli potrzebne jest większe napięcie ujemne niż może to zapewnić jeden układ ICL 7660 można zastosować szeregowe połączenie dwóch układów otrzymując napięcie wyjściowe $-2U_z$. Rezystancja wyjściowa w tym przypadku wzrośnie dwukrotnie. Schemat takiego rozwiązania zamieszczono na rysunku 3.

Możliwe są także inne konfiguracje pracy przetwornicy. Na rysunku 4 przedstawiono schemat ideowy układu podwyższającego napięcie wyjściowe. Dokładniej mówiąc wartość napięcia wyjściowego będzie równa $2 \cdot U_z - (U_{D1} + U_{D2})$, gdzie U_{D1} , U_{D2} spadek napięcia na diodach D1 i D2. Jako diody można stosować dowolne uniwersalne diody krzemowe, albo diody germanowe lub Schottky'ego o mniejszym spadku napięcia na złączu. Rezystancja wyjściowa przetwornicy w tym układzie pracy wynosi ok. $60\ \Omega$ dla napięcia zasilania $+5\text{ V}$ przy prądzie obciążenia 10 mA . Układ ten pozwala na uzyskanie napięcia $+18,6\text{ V}$ przy zasilaniu $+10\text{ V}$. Tak jak poprzednio układ ten można zmontować na płytce uniwersalnej.

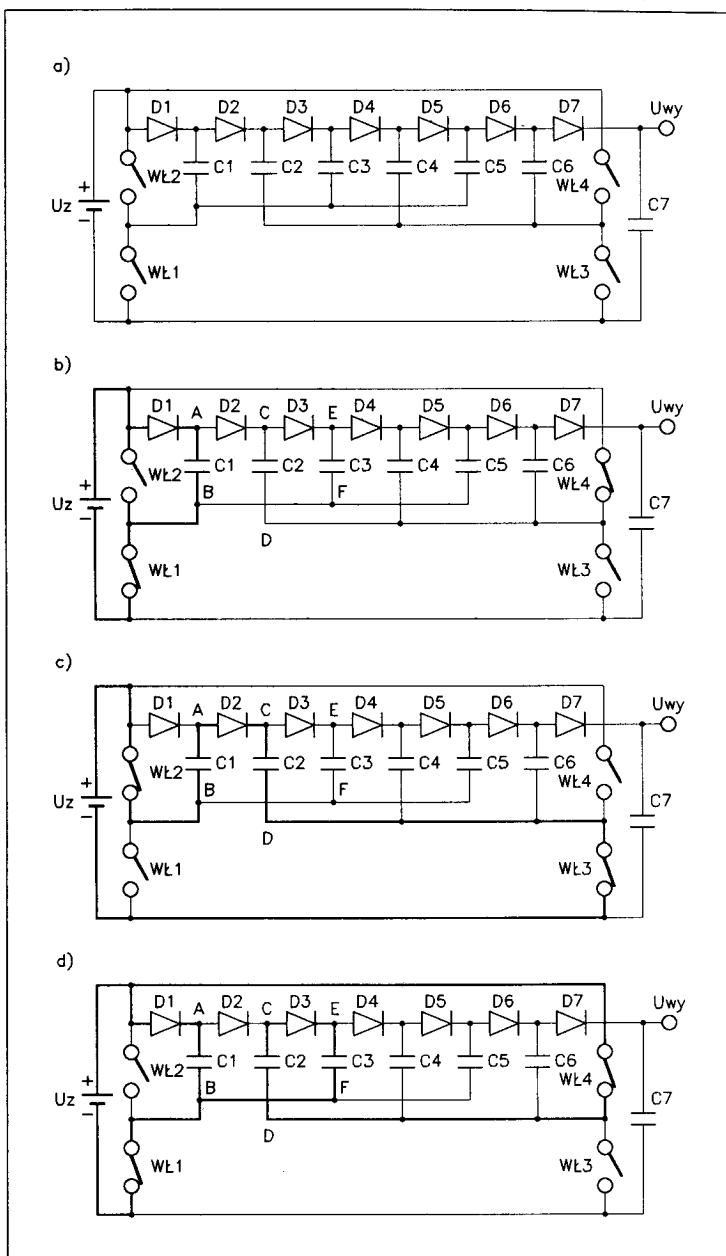
Modyfikacją powyższego układu jest przetwornica dostarczająca podwójnego napięcia zasilania równocześnie z napięciem ujemnym (rys. 5). Przy zasilaniu układu napięciem $+5\text{ V}$ na jego wyjściach otrzymujemy napięcia $+9\text{ V}$ i -5 V . Rezystancja wyjściowa w tym przypadku będzie miała wartość ok. $100\ \Omega$.



Rys. 4 Schemat przetwornicy podwajającej napięcie



Rys. 5 Schemat przetwornicy dostarczającej napięcia ujemnego i podwojonego napięcia dodatniego



Rys. 6 Uproszczony schemat przetwornicy podwyższającej napięcie

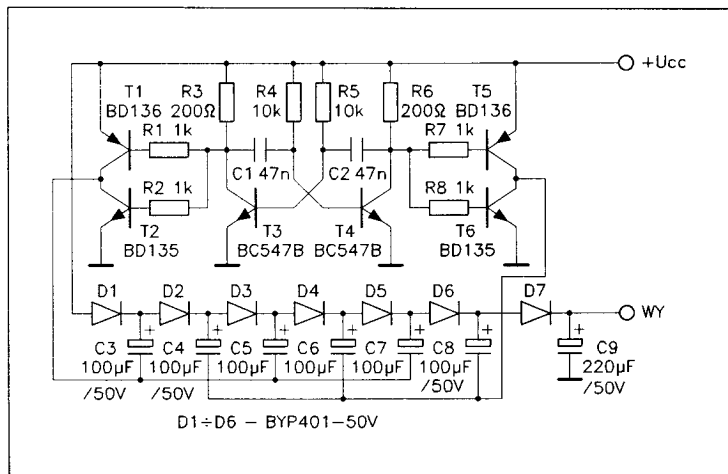
Przetwornica podwyższająca napięcie

Zasada działania tej przetwornicy jest zbliżona do działania przetwornicy wytwarzającej napięcie ujemne. Jej uproszczony schemat uwidocznił na rysunku 6a.

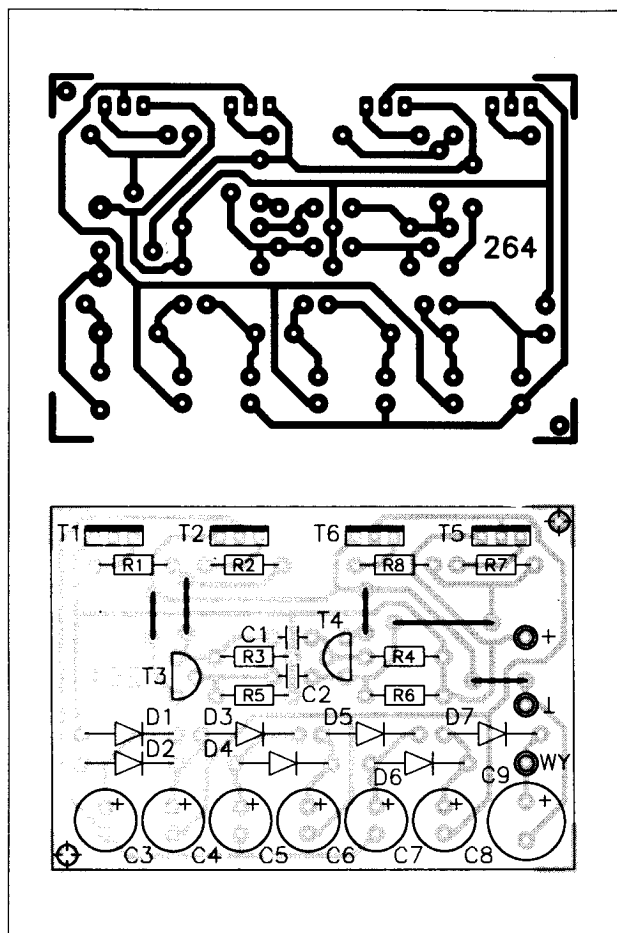
Podobnie jak poprzednia, przetwornica ta pracuje w dwóch fazach. W pierwszej z nich załączone są klucze WŁ1 i WŁ4. W fazie pierwszej (rys. 6b) pracy przetwornicy podwyższającej następuje ładowanie kondensatora C1. Do punktu A podłączony jest, poprzez przewodzącą diodę, plus zasilania, a do B minus zasilania. Kondensator C1 ładuje się do napięcia zasilania U_z pomniejszonego o spadek napięcia na diodzie D1. Potencjał w punkcie A jest o $U_z - 0,6\text{ V}$ większy niż w punkcie B. Następnie rozwierane są klucze WŁ1 i WŁ4, a zwierane WŁ2 i WŁ3 (rys. 6c).

W fazie drugiej pracy przetwornicy ładowany jest kondensator C2. Do punktu B podłączany jest plus zasilania. Ponieważ potencjał punktu A jest o $U_z - 0,6\text{ V}$ większy niż punktu B, to napięcie w punkcie A jest w przybliżeniu dwa razy większe niż napięcie zasilania. Napięcie to poprzez diodę D2 i zwarty klucz WŁ3 ładuje kondensator C2. Potencjał punktu C jest większy od potencjału punktu D o $2 \cdot U_z - 1,2\text{ V}$. W następnej fazie ponownie zwierane są klucze WŁ4 i WŁ1, a rozwierane WŁ3 i WŁ2 (rys. 6d).

W fazie trzeciej stan kluczy jest taki sam jak w fazie pierwszej. Następuje wtedy ładowanie kondensatorów C1 i C3. Tym razem oprócz ładowania C1 do U_z , następuje ładowanie C3 do napięcia $3 \cdot U_z$. Następnie w kolejnych fazach ładowane są kolejne kondensatory. W końcu na kondensatorze C7 pojawia się napięcie, które jest 7 razy większe od napięcia zasilania pomniejszonego o spadki napięcia na diodach $7 \cdot 0,6\text{ V} = 4,2\text{ V}$.



Rys. 7 Schemat ideowy przetwornicy podwyższającej napięcie



Rys. 8 Płytką drukowaną przetwornicy podwyższającej napięcie i rozmieszczenie elementów

Częstotliwość zmian zależy od wartości kondensatorów C1 i C2 i rezystorów R5 i R6. Można ją wyznaczyć indywidualnie, posługując się następującym wzorem: $f = 1/(1,4R \cdot C)$. Przy wartościach podanych na schemacie częstotliwość oscylacji wynosi około 1,6 kHz. Wartości kondensatorów C1 i C2 nie są krytyczne, ale muszą być identyczne, by wypełnienie generowanego przebiegu było jak najbardziej zbliżone do 1/2.

Na rysunku 7 przedstawiono schemat ideowy takiej przetwornicy. Układ jest zasilany napięciem +5 V. Możliwe jest także zasilanie napięciem nieco większym lub mniejszym. Nie należy jednak przekraczać napięcia 7 V. Pobór prądu przez układ jest zależny od prądu pobieranego z wyjścia Uwy i może on dochodzić nawet do 200÷300 mA. Jako klucze pracują tranzystory T1 (WŁ2), T2 (WŁ1), T5 (WŁ4), T6 (WŁ3). Tranzystory T3 i T4 wraz z rezystorami R3, R4, R5, R6 i kondensatorami C1 i C2 tworzą przerzutnik astabilny. Na kolektorach tranzystorów T4 i T3 występuje przebieg prostokątny, ale o przeciwnej fazie. Gdy na kolektorze T4 jest wysokie napięcie, to na T3 niskie i na odwrót.

Napięcie prostokątne z kolektorów T1, T2 i T5, T6 zasilą układ diod i kondensatorów na wyjściu którego, według zasady opisanej powyżej występuje napięcie $7 \cdot 5 \text{ V} - 7 \cdot 0,6 = 30 \text{ V}$. Jeżeli potrzebne jest mniejsze napięcie, to można zmniejszyć ilość stopni powielacza (nie montować kondensatorów, a diody zastąpić zworami), zwiększy się także wtedy maksymalny prąd wyjściowy przetwornicy. W konfiguracji podwajacza napięcia, tranzystory T6 i T5 nie są potrzebne, można je wtedy wraz z rezystorami R7 i R8 pominąć. Przy montażu kondensatorów elektrolitycznych należy pamiętać o prawidłowym podłączeniu końcówek.

Wykaz elementów –

przetwornica wytwarzająca napięcie ujemne

US1	– ICL 7660
D1	– 1N4148
C3	– 100 pF/50 V ceramiczny
C4	– 2,2 μF/50 V
C1, C2	– 100 μF/16 V

płytki uniwersalna numer 050

Wykaz elementów –

przetwornica podwyższająca napięcie

T1, T5	– BD 136 (BD 138, 140)
T2, T6	– BD 135 (BD 137, 139)
T3, T4	– BC 547B (BC 238B)
D1÷D7	– BYP 401-50÷1000
R3, R6	– 220 Ω/0,25 W
R1, R2, R7, R8	– 1 kΩ/0,125 W
R4, R5	– 10 kΩ/0,125 W
C1, C2	– 47 nF/50 V ceramiczny
C3÷C8	– 100 μF/50 V
C9	– 220 μF/50 V

płytki drukowana numer 264

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE. Cena: 1,45 zł (14.500 zł) + koszty wysyłki. Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – patrz strony I÷IV w środku numeru.

◇ Krzysztof Klimczak

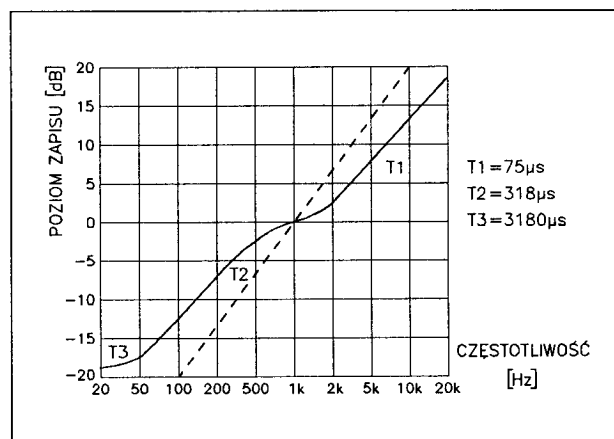
Układy dodatkowe do generatora szumu różowego

Przedstawiamy układ kształtujący charakterystykę sygnału wejściowego dla wejścia gramofonu magnetycznego oraz układ wzmacniacza mikrofonowego przewidzianego do współpracy z analizatorem harmonicznymi. Na tej samej płytce można zamontować układ wskaźnika poziomu sygnału z mikrofonu pozwalający na regulację toru elektroakustycznego bez analizatora harmonicznymi.

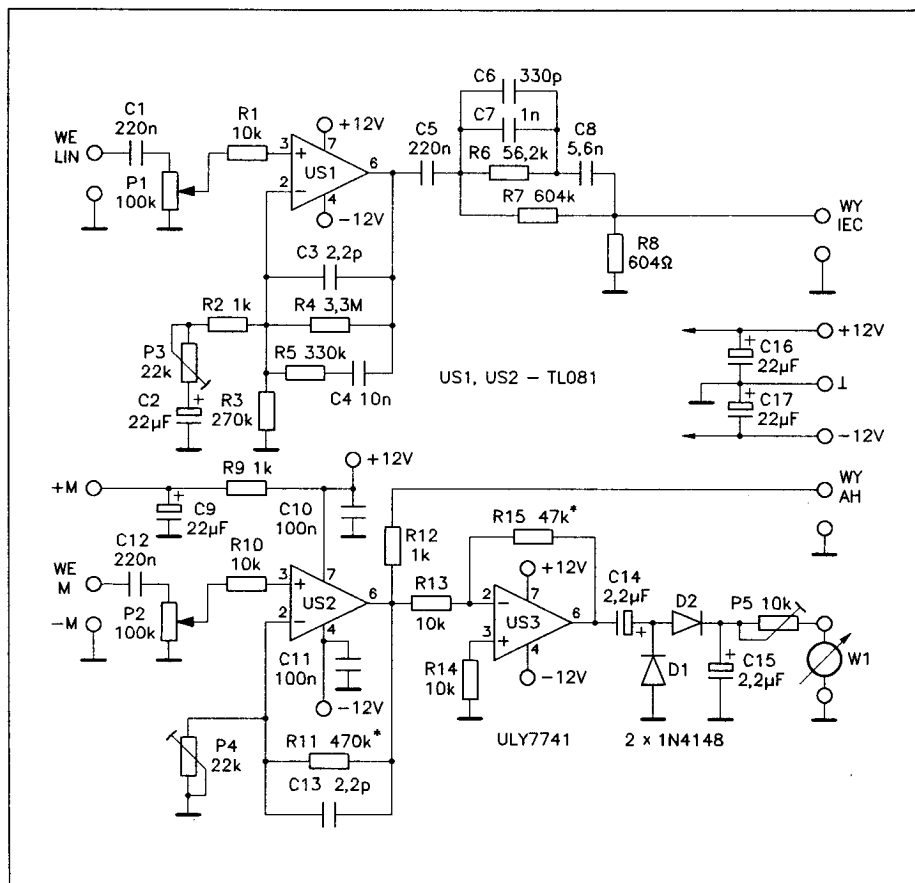
Opis działania

Proponowany do wykonania układ właściwie składa się z trzech niezależnych obwodów, które można montować w zależności od potrzeb indywidualnych. Pierwszy z nich to układ kształtujący częstotliwościową charakterystykę sygnału dla wejścia gramofonu magnetycznego wzmacniacza sygnałów akustycznych. Wielkość sygnału elektrycznego uzyskiwanego na wyjściu wkładki gramofonu magnetycznego jest silnie zależna od częstotliwości. Wynika to z zasady działania wkładki i sposobu zapisu sygnału na płycie gramofonowej. Chcąc zbadać charakterystykę częstotliwościową wejścia gramofonu magnetycznego za pomocą szumu różowego i analizatora harmonicznymi wskazane jest zmodyfikowanie widma szumu do zgodności z sygnałem uzyskiwanym z wkładki gramofonu.

Napięcie wyjściowe wkładki magnetycznej jest zależne od szybkości drgań igły. Utrzymanie przy zapisie płyty stałej szerokości rowka dla wszystkich częstotliwości sygnału powoduje, zmienną szybkość igły zapisującej a później i odczytującej. Zmiany szybkości zapisu dla różnych częstotliwości są ściśle określone tzw. charakterystyką zapisu ujętą w międzynarodowych normach IEC. Charakterystykę taką przedstawiamy na rys. 1.



Rys. 1 Charakterystyka zapisu gramofonowego IEC



Rys. 2 Schemat ideowy

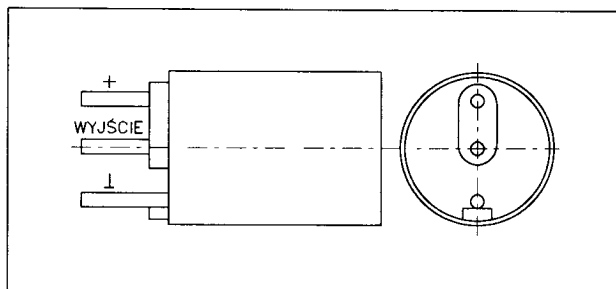
Charakterystyka ta określa jednocześnie poziomy sygnału wyjściowego wkładki dla różnych częstotliwości sygnału. Jak więc z niej wynika sygnał wyjściowy rośnie ze wzrostem częstotliwości. Wzmacniacz wejściowy przeznaczony do wzmacniania sygnału z gramofonu magnetycznego musi mieć charakterystykę częstotliwościową odwrotną tzn. kompensującą silną zależność sygnału wkładki od częstotliwości. Wzmocnienie wzmacniacza jest większe dla niskich częstotliwości i maleje ze wzrostem częstotliwości. Charakterystyka częstotliwościowa wzmacniacza gramofonowego nazywana jest często charakterystyką RIAA.

Zadaniem naszego układu jest uzyskanie charakterystyki odpowiadającej charakterystyce zapisu wg IEC, nazywanej odwrotną charakterystyką RIAA. Jak widać z rys. 1. charakterystyka ta odbiega od nachylenia

20 dB/dekadę jakie reprezentuje na rysunku linia przerywana. Charakterystykę kształtują trzy stałe czasowe podane z boku rysunku. Obszary ich działania zaznaczono natomiast bezpośrednio na rysunku w pobliżu linii prezentującej zależność poziomu sygnału od częstotliwości. Skala częstotliwości jest skalą logarytmiczną. Skala poziomu sygnału jest skalą liniową wyrażoną w dB. Średni poziom sygnału odtwarzanego przy częstotliwości 1 kHz jest rzędu 3-5 mV (na wykresie 0 dB).

Układ kształtujący omawianą charakterystykę częstotliwościową jest pokazany w górnej części schematu ideowego z rys. 2. Wejście układu oznaczone jest jako "WE LIN", a wyjście jako "WY IEC".

Sygnał wejściowy po regulacji poziomu potencjometrem P1 doprowadzany jest do wejścia wzmacniacza nieodwracającego zrealizowanego na układzie US1 (TL 081). W obwodzie sprzężenia zwrotnego wzmacniacza jest realizowana stała czasowa T3 zmniejszająca nachylenie charakterystyki przy niskich częstotliwościach. Do tego celu wykorzystane są kondensator C4 i rezystor R5. Wzmocnienie wzmacniacza dla średnich częstotliwości jest ustalane rezystorem nastawnym P3. Sygnał z wyjścia wzmacniacza podawany jest do układu kształtującego RC. Stałą czasową T2 określają kondensator C8 i rezystor R6. Stałą czasową T1 realizuje ten sam R6 w połączeniu równoległym z kondensatorami C7 i C6. Dzielnik rezystancyjny R7, R8 określa wielkość sygnału wyjściowego dla niskich częstotliwości. Rezystancja R8 decyduje o rezystancji wyjściowej układu, która jest zbliżona do 600 Ω – wartości typowej dla generatorów małej częstotliwości.



Rys. 3 Mikrofon ME-61

W dolnej części schematu znajduje się układ wzmacniacza mikrofonowego. Wzmacniacz przystosowany jest do sygnału z mikrofonu elektretowego. Mikrofony elektretowe posiadają właściwości zbliżone do mikrofonu pojemnościowego. Dla nas najbardziej istotną właściwością jest równomierna charakterystyka częstotliwościowa sygnału. Mikrofony tego rodzaju mają wbudowany wzmacniacz i wymagają zasilania, dlatego w pobliżu wejścia mikrofonu znajduje się filtrowane wyjście napięcia zasilającego (+M). Mikrofony takie są stosowane w radiomagnetofonach i często spotykany jest mikrofon produkcji krajowej o symbolu ME-61. Widok i rozmieszczenie wyprowadzeń mikrofonu pokazane są na rys. 3.

Sygnał z mikrofonu przez potencjometr P2 podawany jest do wejścia wzmacniacza nieodwracającego US2 (TL 081). Wzmocnienie wzmacniacza jest ustalone za pomocą rezystora nastawnego P4. Wzmacniacz posiada płaską charakterystykę częstotliwościową w zakresie 20 do 20000 Hz. Napięcie wyjściowe jest doprowadzone do wyjścia "WY AH" przewidzianego do podłączenia analizatora harmonicznego.

Do wyjścia wzmacniacza mikrofonowego jest podłączony trzeci układ – miernik poziomu sygnału. Składa się on z wzmacniacza odwracającego US3 (ULY 7741) i prostownika wartości szczytowej w układzie podwajacza napięcia (diody D1 i D2). Prostownik jest obciążony miernikiem wychyłowym W1 o czułości 100 μ A do 1 mA. Do dostosowania układu do czułości wskaźnika przewidziany jest rezystor nastawny P5 i ewentualnie zmiana wzmocnienia wzmacniacza przez dobór rezystora R15.

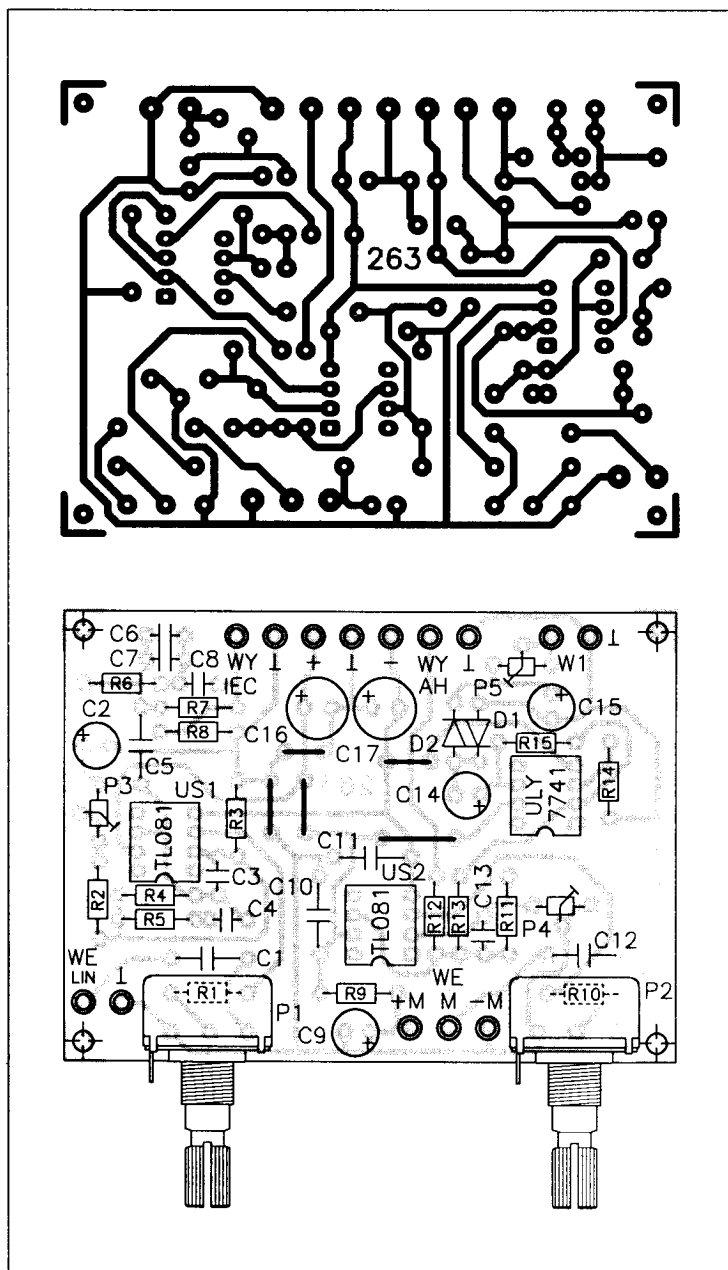
Miernik poziomu sygnału może być wykorzystany do regulacji równomiernego widma częstotliwości sygnału akustycznego w miejscu odsłuchu przy zastosowaniu oktawowego korektora graficznego. W tym celu korektor powinien posiadać możliwość wyłączania i włączania poszczególnych pasm. Podając na wejście wzmacniacza sygnał szumu różowego i włączając po jednym pasmie przy pozostałych wyłączonych można wyregulować potencjometrami korektora jednakowe poziomy wskaźnik miernika dla każdego z pasm. Dzięki temu zabiegowi można dostosować charakterystykę częstotliwościową toru elektroakustycznego do właściwości akustycznych pomieszczenia odsłuchowego, czy sali koncertowej.

Montaż i uruchomienie

Widok płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów przedstawiono na rys. 4.

Możliwy jest montaż tylko wymaganych obwodów, a więc np. układu kształtującego charakterystykę i (lub) wzmacniacza mikrofonowego oraz ewentualnie miernika poziomu. Wybór należy do wykonawcy i jest uzależniony od przewidywanego zastosowania. Montaż jest typowy i nie wymaga specjalnych operacji. Układ po zmontowaniu i uruchomieniu może być zamontowany w obudowie generatora szumu i może wykorzystywać z nim wspólny zasilacz.

Do zasilania układu niezbędny jest zasilacz symetryczny ± 12 V. Pobór prądu nie przekracza 15 mA. Przy wykonywaniu zasilacza we własnym zakresie należy zwrócić uwagę na zachowanie zasad bezpieczeństwa użytkownika. Dotyczy to zwłaszcza obwodów pod napięciem sieci 220 V. Obwody te muszą być prowadzone przewodami w podwójnej izolacji, a wszystkie punkty połączeń powinny być izolowane. Wyłącznik sieciowy powinien być dostosowany do napięcia 220 V. Nie należy stosować jako wyłącznik sieciowy znajdujących się w sprzedaży miniaturowych wyłączników dźwigniowych na napięcie 120, czy 160 V. Stosowanie ich w tym miejscu grozi porażeniem użytkownika.



Rys. 4 Płytki drukowana i rozmieszczenie elementów

Uruchomienie układu sprowadza się do sprawdzenia napięć zasilających na układach scalonych i praktycznej regulacji wzmocnień wzmacniaczy US1 i US2. Wzmocnienie wzmacniacza US1 reguluje się po podaniu na jego wejście sygnału szumu różowego z generatora o poziomie 200 mV obserwując oscyloskopem sygnał wyjściowy (WY IEC). Potencjometr P1 ustawić na maksimum i regulując rezystorem nastawnym P3 uzyskać wartość międzyszczytową szumu 40 mV, co odpowiada wartości skutecznej 5 mV. Szum na wyjściu tego układu jest zbliżony do szumu białego.

Bardziej kłopotliwa jest regulacja wzmacniacza mikrofonowego. Proponuję ustawić rezystor nastawny P4 w środkowe położenie i sprawdzić czy regulacja potencjometrem P2 umożli-

wia pełneysterowanie analizatora harmonicznych przy pobieraniu sygnału akustycznego szumu różowego za pomocą mikrofonu. W razie konieczności skorygować położenie suwaka rezystora nastawnego P4. Zwrócić uwagę na możliwość przesterowania wzmacniacza co może spowodować nieprawidłową analizę składowych.

Układ miernika poziomu sygnału należy wyregulować do czułości użytego wskaźnika wychyłowego. Przewidziany jest do tego celu rezystor nastawny P5. W razie konieczności można skorygować wzmocnienie US3 przez zmianę wartości rezystora R15.

Wykaz elementów:

US1, US2	– TL 081
US3	– ULY 7741 (μ A 741)
D1, D2	– 1N4148
R8	– 604 Ω /0,5 W 1%
R2, R9, R12	– 1 k Ω /0,125 W
R1, R10,	
R13, R14	– 10 k Ω /0,125 W
R15	– 47 k Ω /0,125 W
R6	– 56,2 k Ω /0,5 W 1%
R3	– 270 k Ω /0,125 W
R5	– 330 k Ω /0,125 W
R11	– 470 k Ω /0,125 W
R7	– 604 k Ω /0,5 W 1%
R4	– 3,3 M Ω /0,5 W
P5	– 10 k Ω TVP 1232
P3, P4	– 22 k Ω TVP 1232
P1, P2	– 100 k Ω A PR 185
C3, C13	– 2,2 pF/250 V KCP
C6	– 330 pF/100 V KSF-020 5%
C7	– 1 nF/63 V KSF-020 5%
C8	– 5,6 nF/63 V KSF-020 5%
C4	– 10 nF/63 V KSF-020 5%
C10, C11	– 100 nF/63 V MKSE-20
C1, C5, C12	– 220 nF/63 V MKSE-20
C14, C15	– 2,2 μ F/50 V 04/U
C2, C9,	
C16, C17	– 22 μ F/16 V 04/U
W1	– wskaźnik 100 μ A ÷ 1 mA
płytki drukowana numer 263	

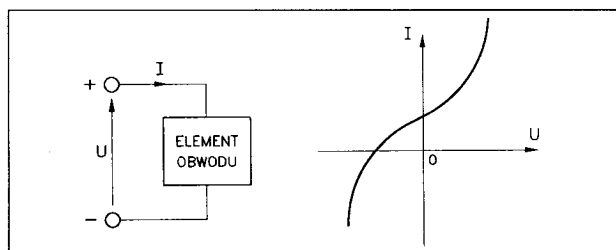
Płytki wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE. Cena: 2,11 zł (21.100 zł) + koszty wysyłki. Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – patrz strony I–IV numeru.

◇ R. K.

Elektronika inaczej cz. 3 – obwody rezystancyjne

Wprowadzenie

Poznaliśmy już niezależne źródła prądu i napięcia. Prąd źródła prądowego nie zależy od przyłożonego napięcia. Napięcie na źródle napięciowym nie zależy od płynącego przez nie prądu. Większość elementów obwodów zachowuje się jednak inaczej – występują w nich ściśle zależności między napięciami na ich zaciskach i prądami płynącymi przez nie. Rozpatrywane źródła niezależne to przypadki źródeł idealnych. W źródłach rzeczywistych, przynajmniej minimalnie występują zależności między prądami i napięciami.



Rys. 1 Charakterystyka prądowo-napięciowa elementu obwodu

Elementem rezystancyjnym jest element, którego zależność między prądem i napięciem można przedstawić w formie wykresu. Wykres taki nazywany jest charakterystyką prądowo – napięciową i jest pokazany dla przykładowego elementu na rys. 1. Jeśli znamy wartość napięcia przyłożonego do elementu, to potrafimy jednoznacznie określić jego prąd i odwrotnie znając prąd możemy określić wartość napięcia.

Tego rodzaju elementy nazywane są także bezinercyjnymi – aktualna wartość prądu, czy napięcia nie zależy od poprzednich wartości napięć, czy prądów, ani od szybkości i kierunku ich zmian. Zaliczamy do nich wiele powszechnie znanych podzespołów elektronicznych np. rezystory, diody, tranzystory, lampy elektronowe, które w zwykłych warunkach pracy zachowują się jak elementy rezystancyjne. Spośród elementów rezystancyjnych należy wydzielić specjalną grupę elementów liniowych.

Elementem liniowym jest element, którego charakterystyka prądowo – napięciowa ma postać linii prostej. Charakterystykę elementu liniowego jest bardzo łatwo opisać w postaci matematycznej, ale by się nie powtarzać zrobimy to przy omawianiu rezystancji. Teraz natomiast chcę zwrócić uwagę na ogólne określenie liniowości funkcji.

Zależność prądu od napięcia jest funkcją jednej zmiennej typu $f(x)$. Zmienna niezależna x w elektronice może oznaczać sygnał wejściowy lub tzw. pobudzenie obwodu (prąd – napięcie). Funkcja $f(x)$ przedstawia sygnał wyjściowy lub odpowiedź obwodu na pobudzenie. Przy rozpatrywaniu pojedynczego elementu obwodu zmienna x może przedstawiać napięcie, a $f(x)$

– prąd, lub odwrotnie – zmienna x to będzie prąd, a $f(x)$ – napięcie. Funkcja wskazuje na związek między tymi dwoma wielkościami.

Przy $x = x_1$ funkcja przyjmuje wartość $f(x_1)$, a przy innej wartości $x = x_2$ przyjmuje wartość $f(x_2)$. Funkcję $f(x)$ nazywamy liniową, jeśli dla dwóch dowolnych wartości x_1 i x_2 będzie spełnione niżej napisane równanie:

$$f(x_1 + x_2) = f(x_1) + f(x_2)$$

Jest to matematyczny opis przedstawiający właściwość elementu liniowego polegającą na tym, że reakcja na sumę dwóch pobudzeń jest równa sumie reakcji na każde z pobudzeń działające oddzielnie. Właściwość ta jest szeroko znana pod pojęciem *zasady superpozycji*.

Rezystancja

Jest właściwością najpopularniejszego elementu elektronicznego jakim bez wątpienia jest rezystor. *Rezystancja* jest wielkością ujmującą bezpośrednio zależność napięcia na zaciskach rezystora od prądu jaki przez niego płynie. Zależność ta to nic innego tylko "słynne" *prawo Ohma*.

Osobiście uważam je za najważniejsze prawo obwodów elektrycznych. Większość skomplikowanych równań opisujących bardziej skomplikowane obwody, albo z niego się wywodzi, albo po uproszczeniu do niego się sprowadza. Okazuje się także, że prawo to znajduje zastosowanie przy analizie obwodów prądu zmiennego. Koniec z dygresjami osobistymi – czas na równanie:

$$U = I \cdot R \text{ (PRAWO OHMA)}$$

gdzie: U – napięcie [V],
 I – prąd [A],
 R – rezystancja [Ω].

Jednostką rezystancji jest *om*, oznaczany jest on grecką literą omega [Ω]. 1 Ω to rezystancja, na której przepływ prądu o natężeniu 1 A powoduje spadek napięcia 1 V. Prawo Ohma można napisać inaczej:

$$I = U \cdot G$$

gdzie: G – konduktancja [S].

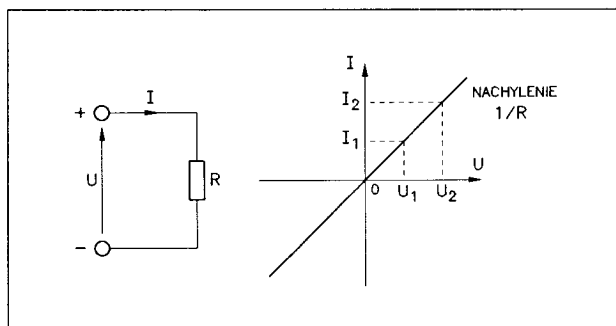
$$G = \frac{1}{R}$$

Jednostką konduktancji jest *simens* [S]. Konduktancja często nazywana jest przewodnością, a rezystancja opornością.

Oznaczenie i charakterystykę prądowo – napięciową rezystora pokazano na rys. 2.

Charakterystyka ta jest linią prostą przechodzącą przez środek układu współrzędnych, o nachyleniu $1/R$. Nachyleniem wykresu nazywamy stosunek przyrostu zmiennej zależnej Y do przyrostu zmiennej niezależnej X . W tym konkretnym przypadku będzie to dotyczyło

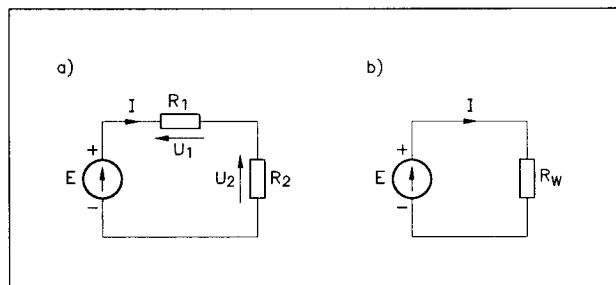
przyrostu prądu ($I_2 - I_1$) w odniesieniu do przyrostu napięcia ($U_2 - U_1$). Nachylenie to jest stałe w każdym punkcie charakterystyki co potwierdza jej liniowość. Rezystor jest elementem liniowym.



Rys. 2 Oznaczenie i charakterystyka prądowo-napięciowa rezystora

Obwody rezystancyjne

Korzystając z poznanych wcześniej praw Kirchhoffa rozpatrzmy proste obwody elektryczne zbudowane z rezystorów. Pierwszym będzie obwód zawierający dwa rezystory połączone szeregowo.



Rys. 3 Szeregowe połączenie rezystorów

Jak już wiemy przez elementy połączone szeregowo płynie ten sam prąd I . Zgodnie z II prawem Kirchhoffa:

$$E = U_1 + U_2$$

Korzystając z prawa Ohma: $U_1 = I \cdot R_1$ i $U_2 = I \cdot R_2$, co podstawimy do poprzedniego wzoru.

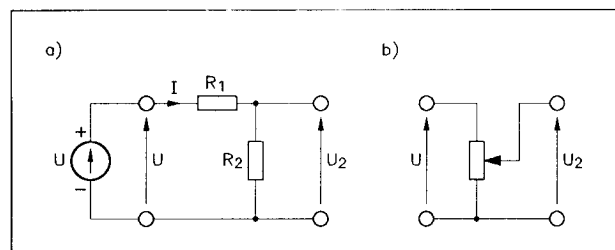
$$E = I \cdot (R_1 + R_2) = I \cdot R_w$$

gdzie: $R_w = R_1 + R_2$

Jak już spostrzegł uważny czytelnik dwa rezystory połączone szeregowo można zastąpić jednym o rezystancji wypadkowej R_w będącej sumą rezystancji obu rezystorów, co pokazano na rys. 3b. Właściwość tą można uogólnić na dowolną ilość rezystorów połączonych szeregowo. W dalszych rozważaniach często będziemy spotykali się z zastępowaniem złożonych obwodów prostszymi obwodami zastępczymi. Ułatwia to, a nawet wręcz czyni możliwą analizę takich obwodów.

Pewną właściwością szeregowego połączenia dwóch rezystorów jest podział siły elektromotorycznej źródła

E na dwa napięcia U_1 i U_2 . Właściwość tą wykorzystuje się do budowy tzw. dzielników napięcia.



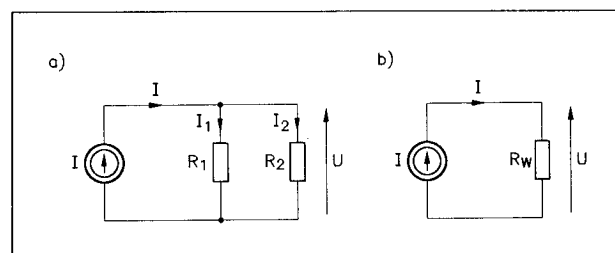
Rys. 4 Dzielnik napięcia i potencjometr

Do dzielnika napięcia pokazanego na rys. 4a doprowadzone jest napięcie U , a na wyjściu dzielnika uzyskuje się napięcie U_2 określone podaną niżej zależnością:

$$U_2 = \frac{U \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Dzielnik taki nazywany jest często potencjometrycznym, a elementem o regulowanym płynnie podziale napięcia jest znany powszechnie potencjometr (rys. 4b). Jest on stosowany np. do regulacji siły głosu w odbornikach radiowych.

Innym sposobem połączenia dwóch rezystorów jest połączenie równoległe pokazane na rys. 5.



Rys. 5 Równoległe połączenie rezystorów

Obwód zasilany jest ze źródła prądowego. Jak już wiemy napięcie na elementach połączonych równolegle jest jednakowe. Prąd płynący przez każdy z rezystorów można obliczyć korzystając z prawa Ohma.

$$I_1 = \frac{U}{R_1}; \quad I_2 = \frac{U}{R_2}$$

Zgodnie z pierwszym prawem Kirchhoffa:

$$I = I_1 + I_2 = U \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = U \cdot \frac{1}{R_w}$$

z tego wynika, że: $\frac{1}{R_w} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$

po przekształceniu: $R_w = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$

Podobnie jak poprzednio obwód zawierający połączone równoległe rezystory można zastąpić rezystancją wypadkową obliczoną wg podanego wyżej wzoru (rys. 5b). Wzór na rezystancję wypadkową połączonych równoległe rezystorów jest bardziej skomplikowany

niż przy połączeniu szeregowym. Ogólnie można powiedzieć, że przy połączeniu równoległym większej ilości rezystorów odwrotność ich rezystancji wypadkowej jest równa sumie odwrotności poszczególnych rezystancji. Odwrotność rezystancji to znana nam już konduktancja, a więc inaczej konduktancja wypadkowa równolegle połączonych rezystorów będzie sumą konduktancji każdego z nich.

$$G_w = G_1 + G_2$$

Zauważmy, że prąd I dopływający do równolegle połączonych rezystorów rozdziela się na dwa prądy I_1 i I_2 , których wielkości są proporcjonalne do rezystancji w sąsiedniej gałęzi zgodnie z podanymi niżej wyrażeniami.

$$I_1 = \frac{I \cdot R_2}{R_1 + R_2}; \quad I_2 = \frac{I \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

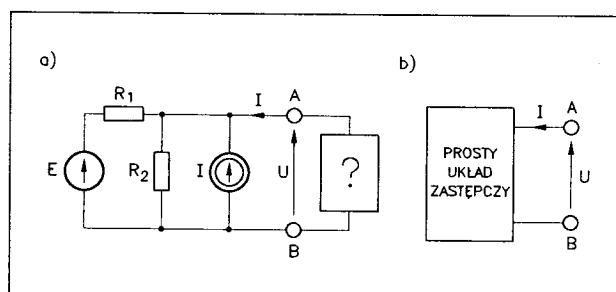
Mamy do czynienia z rozdziałem prądu, który wybiera "łatwiejszą drogę" tzn. większa część prądu popłynie przez mniejszą rezystancję. Jeśli rezystancje będą jednakowe popłyną przez nie jednakowe prądy:

$$I_1 = I_2 = \frac{I}{2}$$

Takie połączenie rezystorów można nazwać analogicznie do dzielnika napięcia, dzielnikiem prądu.

Układy zastępcze

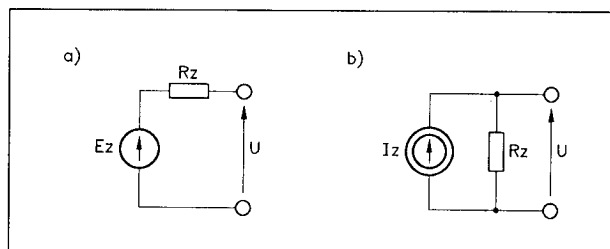
Korzystając z praw Kirchhoffa i prawa Ohma nawet najbardziej skomplikowane połączenia rezystorów, źródeł prądowych i napięciowych można sprowadzić do prostego układu zastępczego, posiadającego takie same właściwości jak układ wyjściowy. Przykładowo na rys. 6a z lewej strony zacisków A i B znajduje się skomplikowany układ elektryczny dołączony do jakiegoś obwodu (po prawej stronie A, B). Obwodem tym może być np. rezystor dla którego chcemy określić napięcie i prąd. Na zaciskach A i B występuje napięcie U i do zacisku A wpływa prąd I . Układ zastępczy pokazany w formie bloku na rys. 6b zachowuje to samo napięcie na zaciskach i prąd wpływający do zacisku A.



Rys. 6 Układ zastępczy

Zagadnienie układów zastępczych spędzało sen z powiek wielu badaczy. My darujemy sobie dość skomplikowany tok uzasadnień i skorzystamy z gotowych wyników. Okazuje się, że poszukiwane przez nas układy zastępcze mogą składać się jedynie z dwóch elementów:

idealnego źródła prądowego lub napięciowego i odpowiednio dołączonego rezystora. Szeregowo połączone idealne źródło napięciowe i rezystor nazywane jest źródłem napięciowym zwanym także układem Thewenina. Równolegle połączone idealne źródło prądowe i rezystor nazywane są źródłem prądowym zwanym także układem Nortona. Oba te źródła po spełnieniu niżej podanych warunków są w pełni równoważnymi.



Rys. 7 Równoważne zastępcze źródła:

a) napięciowe, b) prądowe

Warunki równoważności źródeł:

$$E_z = I_z \cdot R_z, \text{ lub } I_z = \frac{U_z}{R_z}; \text{ (przy jednakowych } R_z \text{)}$$

Jak znaleźć układ zastępczy? Określa to twierdzenie Thewenina dla źródła napięciowego i twierdzenie Nortona dla źródła prądowego.

Twierdzenie Thewenina – dowolny układ rezystancyjny można zastąpić źródłem napięciowym, którego siła elektromotoryczna E_z jest równa napięciu na zaciskach układu bez obciążenia a rezystancja zastępcza R_z jest równa rezystancji wypadkowej widzianej od strony zacisków układu uzyskanej po zwarcu źródeł napięciowych i rozwarciu źródeł prądowych.

Twierdzenie Nortona – dowolny układ rezystancyjny można zastąpić źródłem prądowym, którego prąd I_z jest równy prądowi płynącemu przez zaciski układu po ich zwarcu a rezystancja zastępcza jest określona tak samo jak w twierdzeniu Thewenina.

Uzyskane na podstawie tych twierdzeń (dla jednego obwodu) źródła są źródłami równoważnymi.

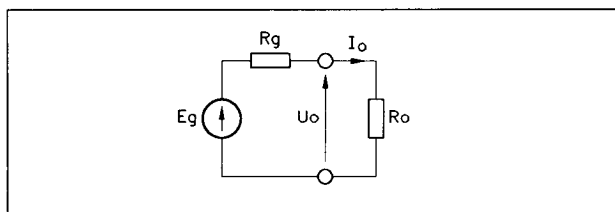
Mam nadzieję, że przynajmniej 1% czytelników dotarło do tego miejsca? Okazuje się, że "abecadło" elektroniki jest przynudnawe, ale jakoś spróbujemy przez nie przebrnąć. Trochę praktyki – źródła prądowe i napięciowe uzyskane na podstawie twierdzeń Thewenina i Nortona składające się z idealnych źródeł i rezystancji bardzo dobrze imitują rzeczywiste źródła np. akumulator czy baterijkę. Rezystancje połączone ze źródłami idealnymi nazywane są rezystancjami wewnętrznymi. Obciążając akumulator coraz większym prądem zauważymy, że spada napięcie na jego zaciskach. Powodem jest spadek napięcia na rezystancji wewnętrznej akumulatora, który możemy przedstawić jako źródło napięciowe. Odpowiednikiem źródła prądowego jest obwód kolektor – emiter tranzystora.

Właściwością idealnego źródła napięciowego, o której nie wspominaliśmy jest jego rezystancja wewnętrzna równa 0 (zwarcie). Odpowiednio rezystancja wewnętrzna

trznia idealnego źródła prądowego jest równa nieskończoności (przerwa).

Źródło obciążone rezystancją

Źródło napięciowe obciążone rezystancją pokazano na rys. 8.



Rys. 8 Źródło napięciowe z obciążeniem

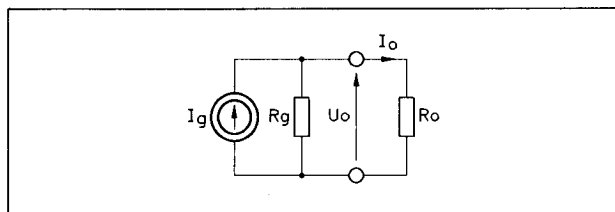
Wprawdzie omawiamy zachowanie się tego obwodu przy prądzie stałym, ale wyniki rozważań są słuszne i dla prądu zmiennego. Odpowiednie wartości prądów i napięć stałych należy wtedy zastąpić wartościami chwilowymi lub skutecznymi, czy maksymalnymi prądów i napięć zmiennych. Tak więc obwód ten może przedstawiać akumulator z obciążeniem lub wyjście wzmacniacza obciążonego rezystancją głośnika. Wewnątrz wzmacniacza może to być wyjście stopnia wzmacniającego obciążone rezystancją wejściową kolejnego stopnia. Źródło takie często nazywane jest generatorem i dlatego przy oznaczaniu jego elementów użyjemy litery "g" (E_g , R_g). Uzyskany układ to znany nam już dzielnik napięcia. Siła elektromotoryczna E_g idealnego źródła napięciowego rozkłada się na spadek napięcia na rezystancji wewnętrznej i napięcie U_o na rezystancji obciążenia R_o . W obwodzie płynie prąd I_o , którego wartość obliczymy z prawa Ohma.

$$I_o = \frac{E_g}{R_g + R_o}$$

Jest to jednocześnie prąd płynący przez rezystancję obciążenia. Napięcie na obciążeniu będzie równe:

$$U_o = \frac{E_o \cdot R_o}{R_g + R_o}$$

Jeśli rezystancja wewnętrzna źródła R_g będzie mniejsza od rezystancji obciążenia R_o to większa część siły elektromotorycznej odłoży się na obciążeniu. W przypadku odwrotnym większa część siły elektromotorycznej odłoży się na rezystancji wewnętrznej.



Rys. 9 Źródło prądowe z obciążeniem

Na rys. 9 pokazane jest z kolei źródło prądowe obciążone rezystancją. W tym przypadku ważne są także uwagi o ogólności rozważań podane przy obwodzie ze źródłem napięciowym.

Obwód składa się ze źródła prądowego I_g , rezystancji wewnętrznej R_g i rezystancji obciążenia R_o . Rezystancja wewnętrzna źródła napięciowego łączona była szeregowo z idealnym źródłem napięciowym, a rezystancja wewnętrzna źródła prądowego jest łączona równolegle z idealnym źródłem prądowym. Tak więc wszystkie elementy tego obwodu są połączone równolegle. Napięcie na rezystorze obciążenia będzie równe napięciu na wszystkich elementach obwodu – zgodnie z prawem Ohma.

$$U_o = \frac{I_g \cdot R_g \cdot R_o}{R_g + R_o}$$

Prąd obciążenia będzie określony przez podział prądu I_g .

$$I_o = \frac{I_g \cdot R_g}{R_g + R_o}$$

Sytuacja z podziałem prądu będzie odwrotna do poprzedniego podziału napięcia. Przy większej rezystancji wewnętrznej większy prąd popłynie przez rezystancję obciążenia. Zwiększanie rezystancji wewnętrznej źródła prądowego powoduje, że jego właściwości są bardziej zbliżone do źródła idealnego. Przeciwnie zmniejszanie rezystancji wewnętrznej źródła napięciowego zbliża je do źródła idealnego.

Przekazywanie mocy

Ważnym zagadnieniem przy obciążeniu źródła jest przekazywanie energii ze źródła do obciążenia. Najczęściej zależy na tym aby jak największa część energii źródła została przekazana do obciążenia. Wróćmy do schematu z rys. 8. Moc wydzielona na rezystancji obciążenia będzie wynosiła:

$$P_o = U \cdot I = \frac{E_g^2 \cdot R_o}{(R_g + R_o)^2}$$

Zależność ta obowiązuje także dla wartości skutecznych przy prądzie zmiennym.

Jeśli rezystancja obciążenia będzie mała w porównaniu z rezystancją wewnętrzną to zgodnie z podanym wyżej wzorem moc wydzielana w obciążeniu będzie mała. Przy dużej rezystancji obciążenia w porównaniu do rezystancji źródła wzór ten upraszcza się do postaci E_g^2/R_o . Wzrost rezystancji obciążenia powoduje także spadek wydzielanej w obciążeniu mocy. Okazuje się, że maksymalna moc jest przekazywana do obciążenia, jeśli rezystancja obciążenia jest równa rezystancji wewnętrznej źródła. Sytuacja taka jest nazywana dopasowaniem mocy. Wtedy taka sama moc jest wydzielana na obciążeniu jak i rezystancji wewnętrznej źródła.

Moc ta wynosi:

$$P_r = \frac{E_g^2}{4 \cdot R_g}$$

i jest nazywana *mocą rozporządzalną* generatora.

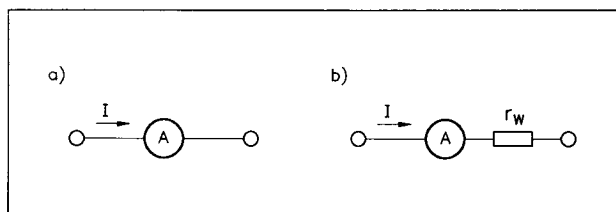
Z dopasowaniem mocy mamy do czynienia w obwodach wyjściowych nadajników radiowych i w obwodach małej mocy (obwody wejściowe odbiorników FM). Najczęściej spotykamy się z sytuacją małej rezystancji wewnętrznej źródła (wyjście stopnia wzmacniającego) i dużej rezystancji obciążenia (wejście kolejnego stopnia). W przypadku tranzystorowych wzmacniaczy mocy sygnałów o częstotliwościach akustycznych mamy najczęściej sytuację bardzo małej rezystancji wewnętrznej generatora. Moc oddawana do obciążenia (głośnika) jest wtedy określona maksymalną wartością skuteczną napięcia i rezystancją obciążenia.

$$P_o = \frac{U^2}{R_o}$$

Podstawowe pomiary elektryczne

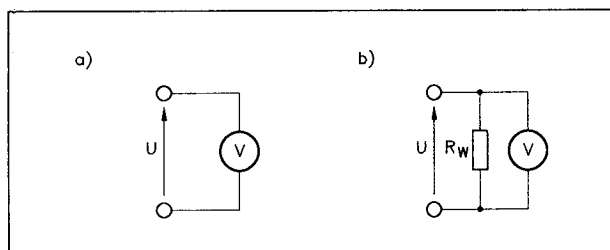
Cały czas piszę o prądzie, napięciu jako czymś nieuchwytnym istniejącym tylko w wyobraźni. Czas zejść na ziemię i spróbować zobaczyć przynajmniej skutki działania prądu i napięcia. Urządzeniami wskazującymi skutki działania prądu czy napięcia elektrycznego są urządzenia pomiarowe służące w sposób pośredni do mierzenia wartości prądu, czy napięcia. Przetwarzają one wielkość elektryczną na mechaniczne wychylenie wskazówki lub wyświetlaną informację na wyświetlaczu miernika cyfrowego. Podstawowymi przyrządami pomiarowymi są amperomierz i woltomierz. Przy ich omawianiu nie będziemy wnikali w ich zasadę działania i budowę, a jedynie rozpatrzymy modele reprezentujące je w obwodzie elektrycznym.

Amperomierz jest przyrządem służącym do pomiaru prądu elektrycznego. Włączany jest bezpośrednio do obwodu, którego prąd chcemy zmierzyć. Nie powinien on stanowić przeszkody dla mierzonego prądu, tzn. nie powinien zmieniać wartości prądu po podłączeniu do obwodu. W idealnym przypadku jego rezystancja wewnętrzna powinna być równa 0 (zwarcie). Praktycznie posiada rezystancję wewnętrzną i przedstawia się go jako połączenie szeregowe idealnego amperomierza i rezystancji wewnętrznej. Oznaczenie schematowe idealnego amperomierza pokazano na rys. 10a. Rys. 10b przedstawia schemat rzeczywistego amperomierza.



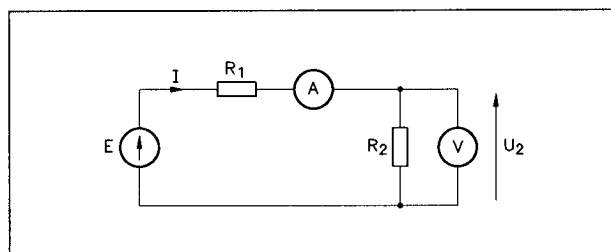
Rys. 10 Amperomierz

Woltomierz to przyrząd służący do pomiaru napięcia. W tym celu podłącza się go równolegle do obwodu, lub elementu obwodu, którego napięcie chcemy poznać. Nie powinien obciążać badanego obwodu tzn. zmieniać rozptywu prądów w obwodzie jak i spadków napięć. W ideale jego rezystancja wewnętrzna powinna być równa nieskończoności (przerwa). Rzeczywisty woltomierz musi pobierać energię z badanego obwodu i posiada określoną rezystancję wewnętrzną. Na schemacie przedstawia się woltomierz jako równoległe połączenie idealnego woltomierza i rezystancji wewnętrznej. Oznaczenie woltomierza idealnego pokazano na rys. 11a, a woltomierza rzeczywistego na rys. 11b.



Rys. 11 Woltomierz

Przykład pomiaru napięcia i prądu jest pokazany na kolejnym rysunku. Amperomierz włączony szeregowo z rezystorem R_1 mierzy prąd I . Woltomierz włączony równolegle do rezystora R_2 mierzy napięcie na rezystorze R_2 . Dla uproszczenia oba przyrządy pokazano tutaj wykorzystując oznaczenia przyrządów idealnych, ale trzeba pamiętać o ich rzeczywistych układach zastępczych uwzględniając ich rezystancje wewnętrzne zmniejszające dokładność pomiaru. Dokładność pomiaru zostaje ograniczona przez modyfikację parametrów badanego obwodu rezystancjami wewnętrznymi amperomierza i woltomierza.



Rys. 12 Pomiar prądu i napięcia

Rezystancja wewnętrzna amperomierza dodaje się do rezystancji R_1 powodując zmniejszenie prądu I . Rezystancja wewnętrzna woltomierza połączona równolegle z R_2 powoduje zmniejszenie wypadkowej rezystancji i w konsekwencji zmniejszenie napięcia U_2 .

Amperomierz i woltomierz pozwalają na pomiar rezystancji tzw. metodą bezpośrednią znaną powszechnie jako techniczna. Amperomierzem mierzy się prąd płynący przez rezystancję a woltomierzem napięcie na niej. Rezystancję oblicza się korzystając z prawa Ohma.

Osobnym zagadnieniem jest rozszerzanie zakresów pomiarowych przyrządów. Można zwiększyć zakres pomiarowy amperomierza przez podłączenie do niego równoległego rezystora tzw. *bocznika*. Realizowany jest w ten sposób znany już nam układ dzielnika prądu. Zwiększenie zakresu pomiarowego woltomierza uzyskuje się przez włączenie w szereg z nim rezystora tzw. *rezystora dodatkowego*, lub *posobnika*. Ten układ też już znamy, to po prostu dzielnik napięcia. Nadwyżka mierzonego

napięcia odkłada się na rezystorze dodatkowym. Dobierając odpowiednie wartości boczników lub rezystorów dodatkowych można przyrządem o małej wartości maksymalnej mierzonego prądu, czy napięcia mierzyć dużo większe ich wielkości. Boczniki i rezystory dodatkowe stosowane są we wszystkich miernikach uniwersalnych tzw. multimetrach niezależnie czy wykorzystują one wskaźnik wychyłowy, czy wyświetlacz cyfrowy.

Ciąg dalszy w następnym numerze.

Klaskomat

Pod śmieszną nazwą urządzenia kryje się układ zapalania światła, lub sterowania pracą innych domowych urządzeń przy pomocy dźwięku. Pomysł jest już dość stary i w literaturze technicznej można znaleźć schematy podobnych urządzeń. Nasza propozycja posiada jedną bardzo dużą zaletę, którą jest odporność na przypadkowe hałasy. Przy projektowaniu układu duży nacisk położono na prostotę konstrukcji, tak aby urządzenie mogli wykonać nawet niezaawansowani elektronicy. Układ może zostać zastosowany do zapalania światła, lub włączania ekspresu z kawą w kuchni.

Sterowanie różnymi urządzeniami przy pomocy dźwięku jest pomysłem bardzo starym. W najprostszej wersji układ reaguje na głośniejszy dźwięk z reguły jest to kłaśnięcie w dłoń. Bardziej wyrafinowane konstrukcje pozwalają reagować na pewną klasę dźwięków. Swego czasu popularny był "ćwierkający" breloczek do kluczy, który odzywał się po głośnym gwizdnięciu. Powyższe rozwiązania umożliwiają wykonanie w zasadzie jednego rozkazu typu włącz/wyłącz. Technika mikroprocesorowa pozwoliła na miniaturyzację układów mogących rozróżniać rozkazy wydawane głosem, po uprzednim "nauczeniu" układu, który rozpoznaje głos właściciela. Na razie są urządzenia te są w fazie prób i jeszcze nie stały się popularne na rynku. Bez wątpienia przyszłość należy do tej grupy. Wyobraźmy sobie jak wygodne może być sterowanie tunerem, lub telewizorem w pełnym zakresie przy pomocy głosu. Odpada wtedy pilot, który ma tę przykrą właściwość, że zawsze się gdzieś zawieruszy i nie ma go pod ręką kiedy jest potrzebny.

Można się pokusić o zaprezentowanie takiego układu w którym wykorzystane są układy cyfrowej analizy sygnałów dźwiękowych DSP. Koszt takiego rozwiązania będzie jednak bardzo wysoki i odstraszy nawet najbardziej zapalonych do pomysłu amatorów. Z tego też względu opisane poniżej urządzenie jest dużo prostsze, lecz także może być przydatne.

Opis układu

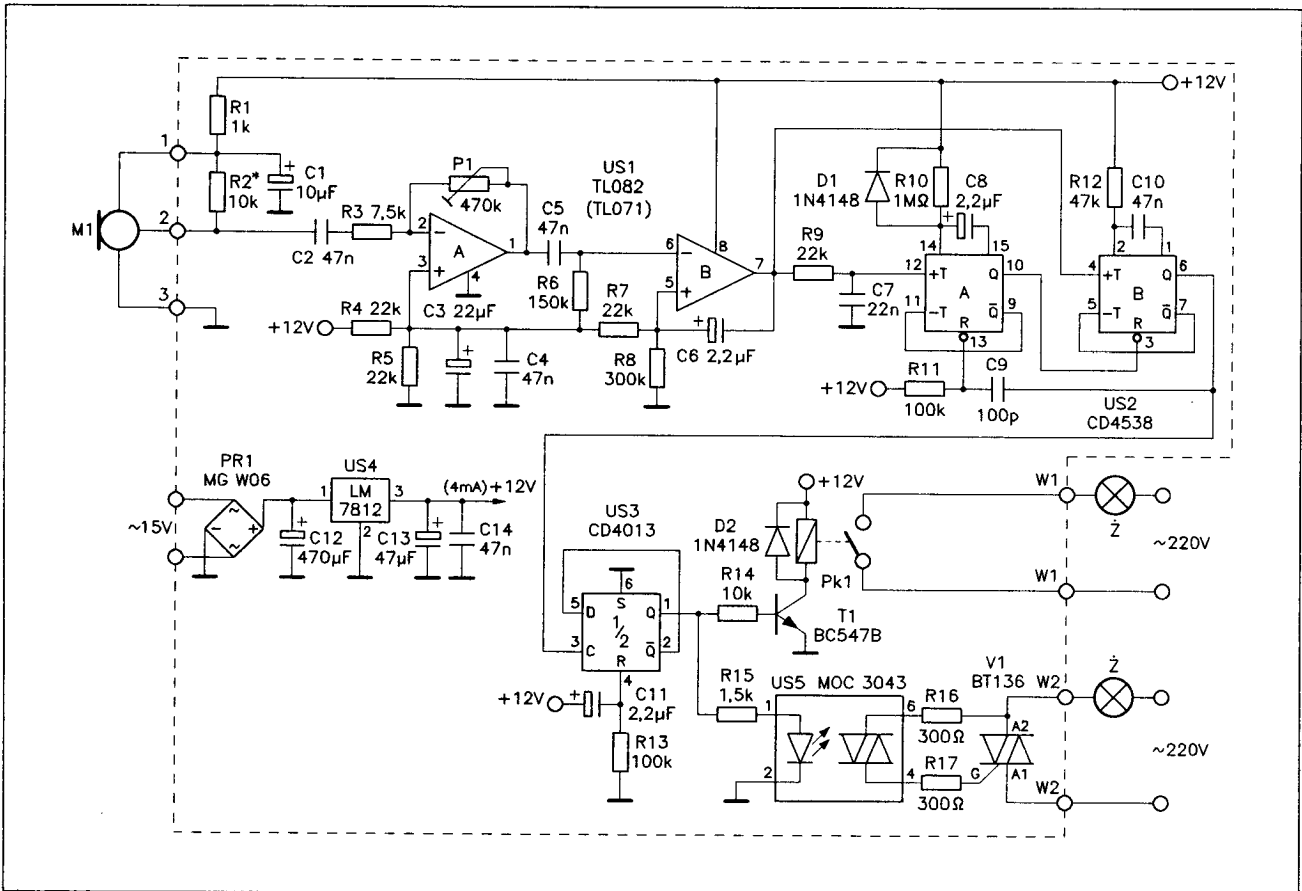
Elementem odbierającym fale dźwiękowe jest mikrofon elektretowy zintegrowany ze wzmacniaczem wstępnym. Amplituda sygnału na wyjściu mikrofonu wynosi

ok. $20 \div 50$ mV. Z tego też względu sygnał z mikrofonu doprowadzony jest do wzmacniacza odwracającego US1A. Wzmocnienie tego stopnia może być regulowane w zakresie od 0 do 60 V/V. Na wejściu wzmacniacza umieszczono filtr górnoprzepustowy składający się z rezystora R4 i kondensatora C2. Częstotliwość graniczna filtru wynosi ok. 500 Hz. Zastosowanie filtru górnoprzepustowego zmniejsza wpływ sygnałów zakłócających takich jak drgania, czy też głośna muzyka (głównie na niskich tonach). Wzmacniacz US1A zasilany jest pojedynczym napięciem wskutek czego wejście nieodwracające zostało spolaryzowane napięciem doprowadzonym z dzielnika R4, R5. Składowa stała napięcia na wyjściu wzmacniacza wynosi ok. 6 V, przy zasilaniu układu napięciem +12 V.

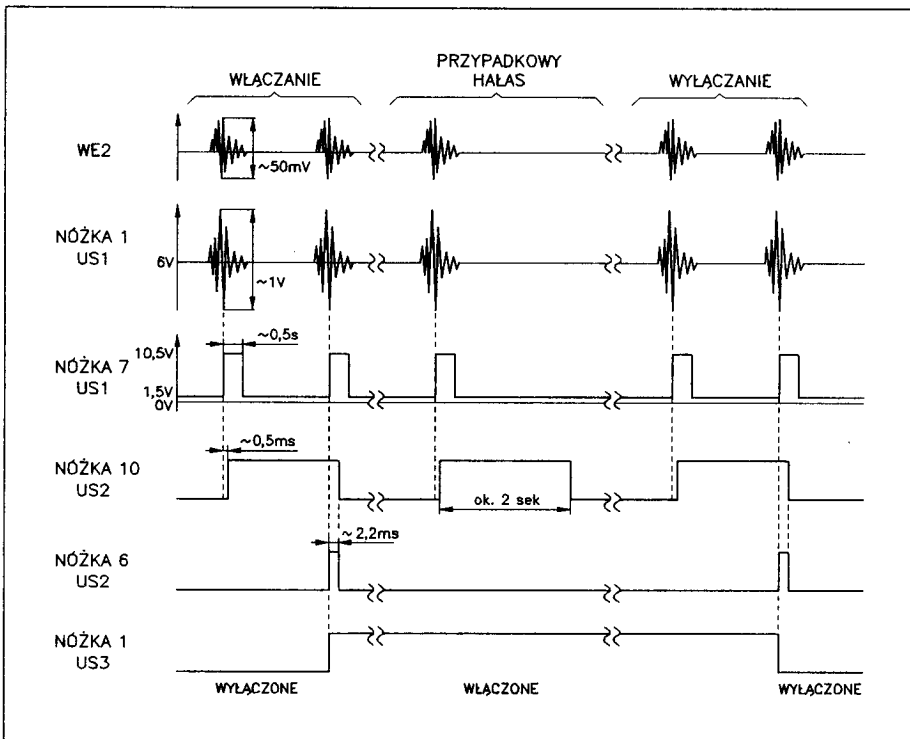
Wzmocniony do poziomu ok. 400 mV sygnał akustyczny doprowadzony jest do układu komparatora US1B. Wejście nieodwracające komparatora na które podawany jest sygnał akustyczny spolaryzowane jest napięciem 6 V pochodzącym z dzielnika R4, R5. Drugie wejście komparatora (nóżka 5 US1B) spolaryzowane jest napięciem 5,7 V. Napięcie to doprowadzane jest z pomocniczego dzielnika R7, R8. Taki układ polaryzacji zapewnia stałą, niewielką (ok. 0,3 V) różnicę napięć na wejściach komparatora praktycznie niezależną od tolerancji elementów zastosowanych w dzielnikach. Przy takich wartościach napięć doprowadzonych do wejść komparatora, jego wyjście jest w stanie niskim (ok. 1,5 V).

Jeżeli amplituda sygnału odebranego przez mikrofon i wzmocnionego przez wzmacniacz US1A przekroczy wartość różnicy napięć pomiędzy wejściami komparatora, wyjście zmieni stan na wysoki (ok. 10,5 V). Pociągnięcie to za sobą ładowanie kondensatora C6. Prąd ładowania C6 spowoduje wzrost napięcia na rezystorze R8 i mimo zaniku sygnału wejściowego komparator pozostanie w stanie wysokim przez pewien czas (ok. 0,5 s). Zatem układ zachowa się jak monowibrator wyposażony w wejście z histerezą.

Eliminuje to powstawanie oscylacji na wyjściu komparatora w czasie wygasania sygnału akustycznego odbieranego przez mikrofon. Na rysunku 2 przedstawiono harmonogramy czasowe pracy układu. Na pierwszym wykresie zamieszczono oscylogramy fali akustycznej jaka powstaje podczas kłaśnięcia w dłoń.



Rys. 1 Schemat ideowy klaskomatu

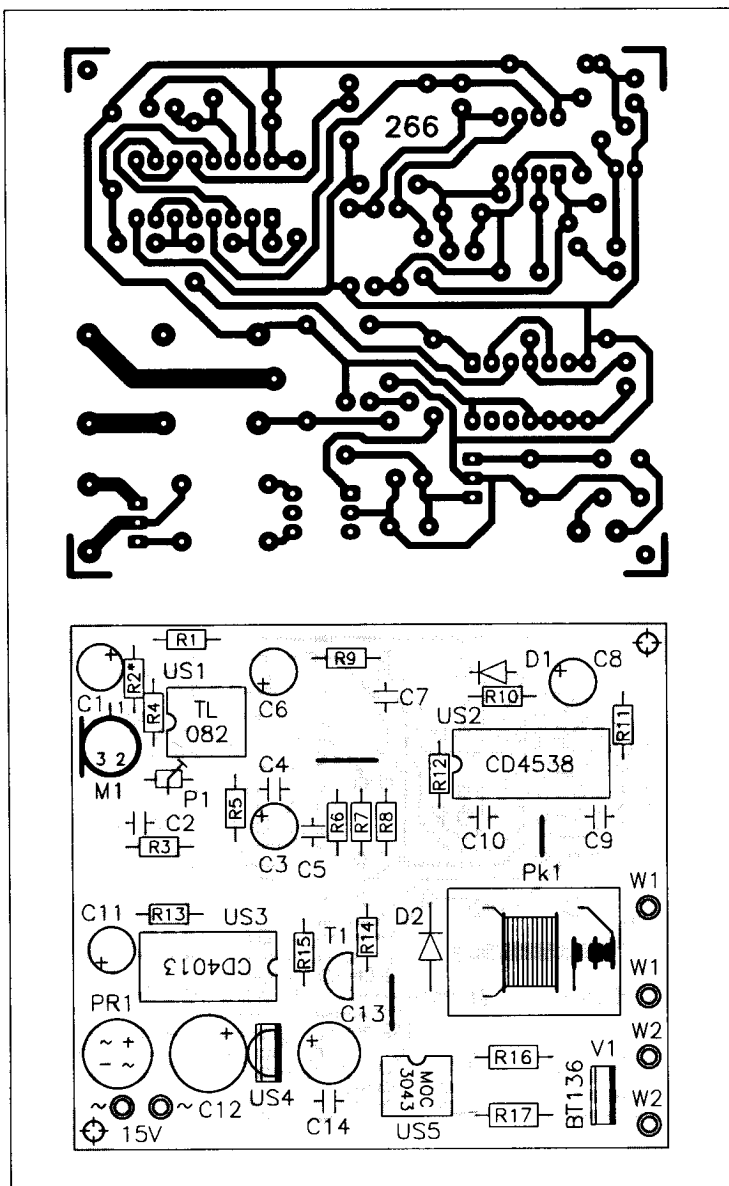


Rys. 2 Harmonogramy czasowe pracy układu

Widać z nich wyraźnie, że w pierwszej chwili sygnał narasta, osiągając maksimum, a potem powoli opada. Impuls generowany na wyjściu komparatora obejmuje cały czas zanikania dźwięku.

Dodatni impuls z wyjścia komparatora doprowadzono do wejść dwóch тайmerów, wyzwalanych zboczem dodatnim US2A i US2B. Układ całkujący R9, C7 powoduje, że pierwszy таймер (US2A) wyzwalany jest z opóźnieniem ok. 0,5 ms w stosunku do narastającego zbocza sygnału z wyjścia komparatora. Czas impulsu generowanego przez таймер US2A wynosi ok. 2 s. Natomiast drugi таймер nie może zostać w tym czasie wyzwolony, gdyż jego wejście zerujące połączone z wyjściem pierwszego тайmera jest w stanie niskim. Należy tu dodać, że odmiennie niż ma to miejsce w większości układów serii CD 4000, таймер 4538 zerowany jest poziomem niskim sygnału na wejściu zerującym R.

Tak więc po pierwszym klasknięciu w dłoń został wygenerowany przez pierwszy таймер impuls o czasie trwania ok. 2 sek.



Rys. 3 Płytką drukowaną i rozmieszczenie elementów

Na czas trwania impulsu odblokowany zostaje drugi tajmer (jego wejście zerujące jest w stanie wysokim). Jeżeli teraz układ odbierze sygnał drugiego klaśnięcia, drugi tajmer zostanie wyzwolony i wygeneruje krótki (ok. 2,2 ms) dodatni impuls. Spowoduje on zmianę stanu przerzutnika D US3. Równocześnie opadające zbocze impulsu automatycznie wyzeruje pierwszy tajmer przywracając stan początkowy układu. Oba tajmery pracują w konfiguracji bez ponawianego wyzwalania (zwarłe ze sobą wyjścia $\bar{Q}$ i $-T$).

Jeżeli po pierwszym klaśnięciu, lub przypadkowym hałasie np. trzaśnięciu okna, drzwi, lub po upadnięciu przedmiotu, w czasie generowania impulsu przez pierwszy tajmer, nie nastąpi drugi sygnał, to układ powróci do stanu początkowego. Zabezpiecza to skutecznie przed fałszywymi włączeniami lub wyłączeniami urządzenia i stanowi dużą zaletę tego rozwiązania.

Przerzutnik D zapamiętuje stan czy sterowane przez układ urządzenie ma być włączone, czy wyłączone. Elementem wykonawczym (czyli włącznikiem) może być przekaźnik Pk1 sterowany

wany przy pomocy tranzystora T1, lub triaka V1 włączany w zere sieci za pośrednictwem optotriaka MOC 3043. Oba rozwiązania zapewniają separację galwaniczną klaskomatu od sieci energetycznej. Zarówno w pierwszym jak i drugim rozwiązaniu urządzenie zostaje włączone w chwili pojawienia się stanu wysokiego na wyjściu Q przerzutnika D. Przerzutnik D jest zerowany po każdym włączeniu zasilania przez obwód C11, R13.

Układ posiada własny zasilacz stabilizowany US4. Prąd pobierany przez urządzenie wynosi w stanie spoczynku ok. 4 mA. W czasie gdy sterowane urządzenie jest włączone prąd wzrasta do ok. 8 mA w układzie z triakiem. W układzie z przekaźnikiem prąd wzrośnie do wartości ok. 35 mA.

Montaż i uruchomienie

Jak już wcześniej wspomniano w klaskomacie zastosowano mikrofon elektretowy lub też pojemnościowy ze wzmacniaczem. Na rynku można spotkać wiele różnych typów mikrofonów. Jedne z nich posiadają dwie końcówki: masę i zasilanie. Końcówka zasilania jest równocześnie wyjściem sygnału. Rzadziej spotykane mikrofony posiadają trzy końcówki: masę, zasilanie i wyjście. Mikrofon z dwiema końcówkami łączy się do punktów "2" i "3" na płytce drukowanej. Końcówka masy w mikrofonie jest łatwa do rozpoznania, gdyż jest ona połączona z metalową obudową. W przypadku mikrofonów z trzema końcówkami można skorzystać z rysunku zamieszczonego w artykule pt. "Układy dodatkowe do generatora szumu różowego" PE 4/96. Zasilanie łączy się wtedy z punktem "1", wyjście z punktem "2", a masę z punktem "3". Przy stosowaniu mikrofonu z trzema końcówkami nie montuje się rezystora R2.

W układzie zastosowano stabilizator LM 78L12 w obudowie miniaturowej TO-92 (taka sama jak obudowa tranzystora BC 238, BC 547) o prądzie maksymalnym 100 mA. Na płytce drukowanej można zamontować zarówno układ LM 7812 (obudowa TO-220) jaki LM 78L12. Orientację stabilizatora 78L12 zaznaczono na płytce drukowanej półokręgiem.

W przypadku gdy zdecydujemy się na włączanie urządzenia przekaźnikiem nie montuje się elementów: US5, V1, R15÷R17. Z kolei w przypadku zastosowania triaka można pominąć: T1, D2, R14, Pk1.

Po zmontowaniu całego urządzenia można włączyć zasilanie i sprawdzić działanie układu. Dwukrotne klaśnięcie powinno włączyć przekaźnik lub triak. Następnie dwukrotne klaśnięcie powinno spowodować wyłączenie. Dwa klaśnięcia powinny następować jedno po drugim z niewielką przerwą. Dwa klaśnięcia z odstępem 3 sekund nie powinny powodować zmiany stanu wyjściowego urządzenia. Czułość klaskomatu można regulować potencjometrem P1. Nie zalecam ustawiania zbyt dużej czułości, gdyż urządzenie może być wrażliwe na przypadkowe dźwięki np. głośną mowę, lub muzykę.

Klaskomat może zostać zastosowany do włączania telewizora. Dodatkową funkcją urządzenia jest możliwość zmiany kanałów. Kanał pierwszy włącza się klaskając dziesięć razy plus 1, kanał drugi klaskając dziesięć razy plus dwa itd. Klaśnięcie dwadzieścia razy włącza telewizor.

Wykaz elementów

US1	– TL 082 (TL 072)
US2	– CD 4538
US3	– CD 4013
US4	– LM 7812 (LM 78L12)
US5	– MOC 3043
T1	– BC 547B (BC 238B)
V1	– BT 136
D1, D2	– 1N4148 (BAPV 17÷21)
PR1	– MGW 06 (1 A/600 V)
R16, R17	– 300 Ω /0,25 W
R1	– 1 k Ω /0,125 W
R15	– 1,5 k Ω /0,25 W

R3	– 7,5 k Ω /0,125 W
R2*, R14	– 10 k Ω /0,125 W
R4, R5, R7, R9	– 22 k Ω /0,125 W
R12	– 47 k Ω /0,125 W
R11, R13	– 100 k Ω /0,125 W
R6	– 150 k Ω /0,125 W
R8	– 300 k Ω /0,125 W
R10	– 1 M Ω /0,125 W
C9	– 100 pF/50 V ceramiczny
C7	– 22 nF/50 V ceramiczny
C2, C4, C5,	
C10, C14	– 47 nF/50 V ceramiczny
C6, C8, C11	– 2,2 μ F/63 V
C1	– 10 μ F/25 V
C3	– 22 μ F/25 V
C13	– 47 μ F/25 V
C12	– 470 μ F/25 V
M1	– mikrofon elektretowy, lub pojemnościowy ze wzmacniaczem np. CM-18
Pk1	– KL1P 12 V/5 A KL1P przekaźnik miniaturowy
płytką drukowaną numer 266	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE. Cena: 2,38 zł (23.800 zł) + koszty wysyłki. Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – patrz strony I÷IV w środku numeru.

◇ mgr inż. Maciej Bartkowiak

Siedmiokanałowa aparatura do zdalnego sterowania cz. 3

Dwukierunkowy regulator obrotów

W poprzedniej części artykułu zamieściliśmy układy sterowania włącznikami, oraz silnikiem elektrycznym z jednym kierunkiem obrotów. Kombinacja obu układów umożliwia sterowanie silnika elektrycznego w dwóch kierunkach. W tym celu kanał włącz/wyłącz należy wykorzystać do zmiany kierunku obrotów silnika, a kanał proporcjonalny do regulacji prędkości obrotowej. Jak wskazuje praktyka modelarska powyższe rozwiązanie nie zawsze jest wygodne. Dlatego też przedstawiamy układ dwukierunkowego sterowania silnikiem elektrycznym. Umożliwia on płynną regulację prędkości obrotowej silnika w dwóch kierunkach. Tak jak poprzednio stan układu zależy od szerokości impulsów sterujących:

– obroty w lewo (do tyłu)	$T < 1,4 \text{ ms}$
– bieg jałowy (silnik rozwarty)	$1,4 < T < 1,6 \text{ ms}$
– obroty w prawo (do przodu)	$1,6 \text{ ms} < T$

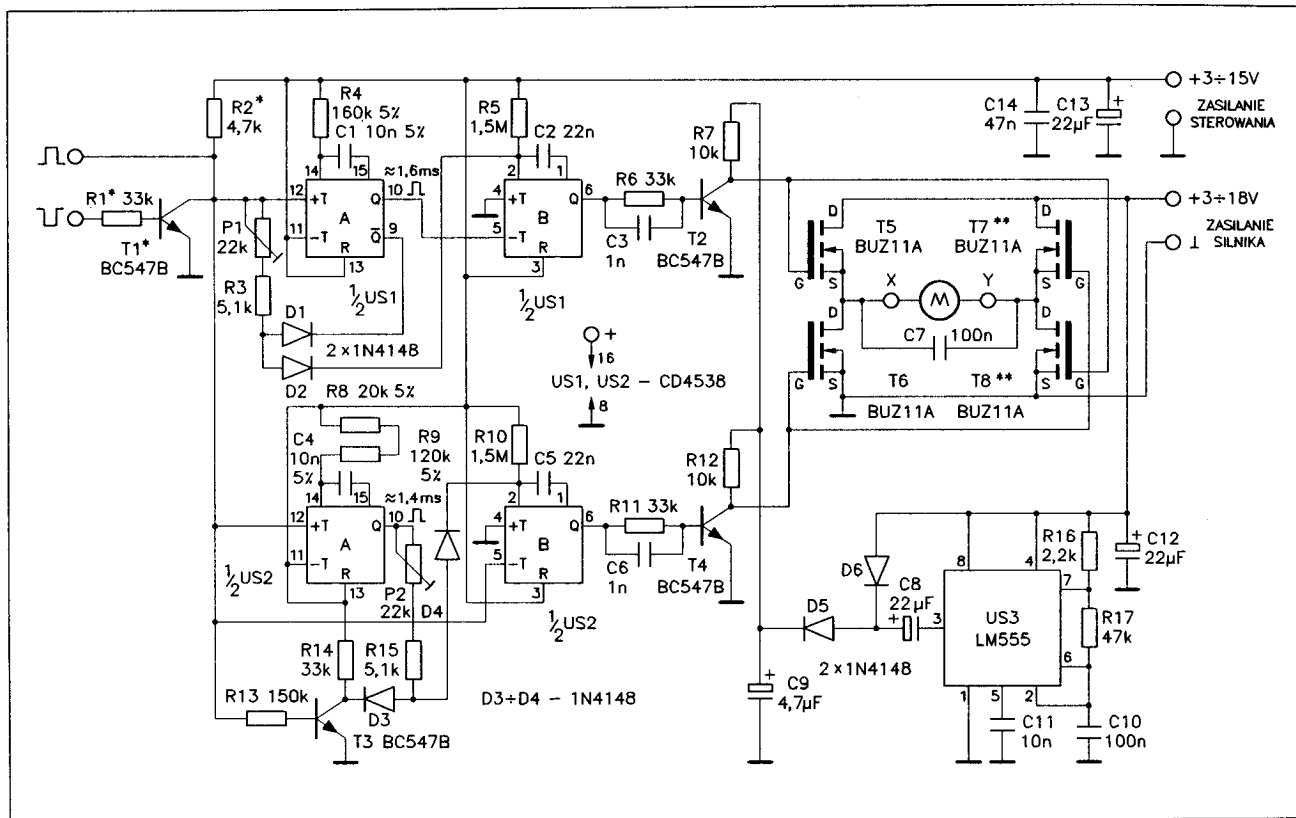
W układzie świadomie zrezygnowano z możliwości elektrycznego hamowania silnika. Schemat ideowy układu zamieszczono na rysunku 1. Impuls z deszy-

fratora o polaryzacji dodatniej doprowadzany jest do układu tajmerów. Możliwe jest także sterowanie impulsami o polaryzacji ujemnej. W takim przypadku konieczne jest zamontowanie inwertera tranzystorowego T1, R1 i R2. Impulsy sterujące są doprowadzane do wejścia +T tajmera US1A (CD 4538) wytwarzającego impuls porównawczy o szerokości 1,6 ms. Elementy zastosowane w obwodzie generowania impulsu porównawczego R4 i C1 powinny być wykonane z tolerancją 5%. Opadające zbocze impulsu porównawczego wyzwala tajmer US1B. Generuje on impuls o czasie trwania ok. 33 ms, zależnym od wartości elementów R5 i C2. Jeżeli szerokość impulsu wejściowego jest mniejsza niż 1,6 ms, to na wyjściu Q tajmera US1B (nóżka 6) będzie występował przez cały czas stan wysoki, który powoduje nasycenie tranzystora T2 i wyłączenie tranzystorów T5 i T8. Dzieje się tak dlatego gdyż tajmer pracuje w układzie z ponawianym wyzwaniem, a okres powtarzania impulsów sterujących jest mniejszy od czasu trwania generowanego impulsu.

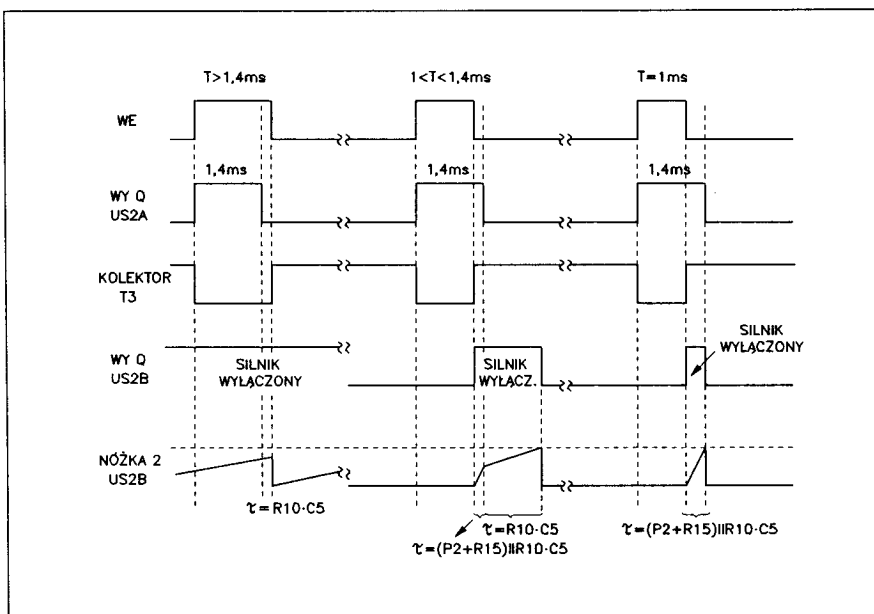
Natomiast jeżeli impulsy wejściowe mają szerokość większą niż 1,6 ms, to stała czasowa tajmera US1B

ulega zmniejszeniu przez równoległe dołączenie do rezystora R5 potencjometru P1 i rezystora R3. Czas w którym dołączony jest potencjometr P1 i rezystor R3 zależy od różnicy pomiędzy szerokościami impulsu wejściowego i porównawczego. Może on zawierać się w granicach od 0÷0,4 ms. Zatem czas trwania impulsu generowanego przez tajmer US1B będzie odwrotnie proporcjonalny do szerokości impulsu wejściowego.

Potencjometrem P1 można ustawić taką stałą czasową tajmera US1B, aby dla impulsu wejściowego o szerokości 2,0 ms wypełnienie impulsów na wyjściu było bliskie 0%, co odpowiada maksymalnym obrotom silnika. Harmonogramy czasowe pracy tego fragmentu układu zamieszczono na rysunku 9 w poprzedniej części artykułu (PE 2/95).



Rys. 1 Schemat ideowy dwukierunkowego regulatora obrotów



Rys. 2 Harmonogramy czasowe pracy układu

Opisany powyżej fragment układu odpowiada za regulację prędkości obrotowej od zera do maksimum przy kierunku obrotów w prawo (do przodu). Przy szerokości impulsów wejściowych mniejszej od 1,6 ms silnik jest wyłączony, a maksimum obrotów osiąga dla szerokości impulsu równej 2,0 ms.

Drugi układ dwóch tajmerów US2A i US2B umożliwia płynną regulację obrotów w lewo (do tyłu). Tajmer US2A wyzwalany jest narastającym zboczem impulsu sterującego i generuje impuls porównawczy o szerokości 1,4 ms. Także i w tym przypadku elementy stałej czasowej R8, R9, C4 tajmera US2A powinny być wykonane z tolerancją 5%.

Opadające zbocze impulsu sterującego wyzwała drugi tajmer US2B, którego stała czasowa określona wartościami elementów R10, C5 wynosi 33 ms (podobnie jak miało to miejsce w przypadku tajmera US1B). Równolegle do rezystora R10 może być dołączany za pośrednictwem diody D4 potencjometr P2 i rezystor R15. Jeżeli czas trwania impulsu wejściowego jest większy od 1,4 ms, to tranzystor T3 włączony przez cały czas trwania impulsu wejściowego uniemożliwia dołączenie potencjometru P2 i rezystora R15. Zatem stała czasowa tajmera US2B nie ulegnie zmianie i na jego wyjściu będzie utrzymywał się stan wysoki powodujący włączenie tranzystora T4 i wyłączenie tranzystorów T6 i T7.

Natomiast jeżeli czas trwania impulsu wejściowego jest mniejszy od 1,4 ms to tranzystor T3, włączony na czas trwania impulsu, umożliwia włączenie potencjometru P2 i rezystora R15. Powoduje to zmniejszenie stałej czasowej tajmera US2B. Potencjometr P2 jest włączany w chwili zakończenia się impulsu sterującego, a wyłączany w chwili zakończenia się impulsu porównawczego.

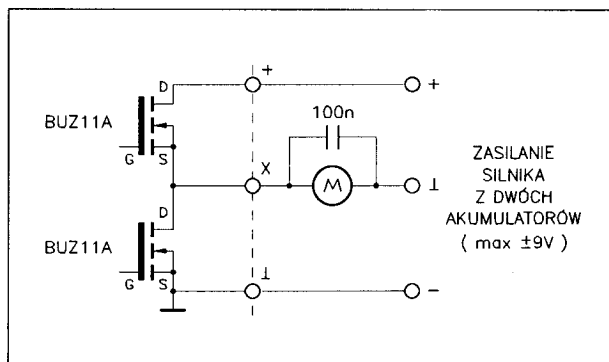
Zatem dla impulsów o szerokości bliskiej 1 ms silnik będzie pracował z pełną mocą (wypełnienie przebiegu na wyjściu tajmera US2B jest bliskie 0%), a dla impulsów o szerokości większej od 1,4 ms zostanie on wyłączony. Ponieważ pierwszy układ wyłącza silnik dla impulsów wejściowych o szerokości mniejszej od 1,6 ms, to otrzymujemy obszar "martwy" od 1,4 do 1,6 ms w którym silnik będzie wyłączony.

Podobnie jak poprzednio stopień mocy został wykonany na tranzystorach MOSFET T5÷T8. Tranzystory połączone są w układzie mostkowym umożliwiając tym samym zasilanie silnika z pojedynczego akumulatora. Przy obrotach silnika w prawo (do przodu) włączane są równocześnie tranzystory T5 i T8, a T6 i T7 pozostają przez cały czas wyłączone. Natomiast przy obrotach silnika w lewo (do tyłu) tranzystory T5 i T8 zostają wyłączone, a włączają się T6 i T7. Dla szerokości impulsów zawartej w przedziale $1,4 \text{ ms} < T < 1,6 \text{ ms}$ wszystkie cztery tranzystory są wyłączone. Do sterowania bramek tranzystorów MOSFET z kanałem typu N konieczne jest napięcie dodatnie wyższe od napięcia zasilającego silnik. Spowodowało to konieczność umieszczenia w układzie prostej, kondensatorowej przetwornicy podwyższającej napięcie (US3).

Możliwe jest także zasilanie silnika z dwóch odrębnych akumulatorów. Można wtedy pominąć tranzystory T7 i T8. Na rysunku 3 przedstawiono schemat zasilania silnika z dwóch akumulatorów. Napięcie obu szeregowo połączonych akumulatorów nie może być większe niż 18 V. Ograniczenie to wynika z wytrzymałości napięciowej układu US3. Należy pamiętać, że ujemny biegun akumulatora połączony jest z masą układu. Ogranicza to możliwości zasilania innych urządzeń z akumulatorów z których zasilany jest silnik.

Zasilanie układu powinno pochodzić z innych akumulatorów niż te które zasilają silnik, gdyż pobiera on duży prąd i wprowadza zakłócenia. Układ może pra-

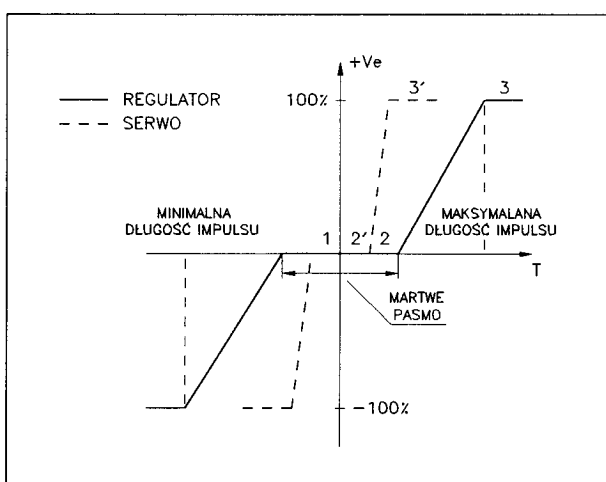
cować w zakresie napięć $3 \div 15 \text{ V}$, lecz zalecane jest stosowanie napięcia większego niż 4,8 V.



Rys. 3 Schemat zasilania silnika dwoma odrębnymi akumulatorami

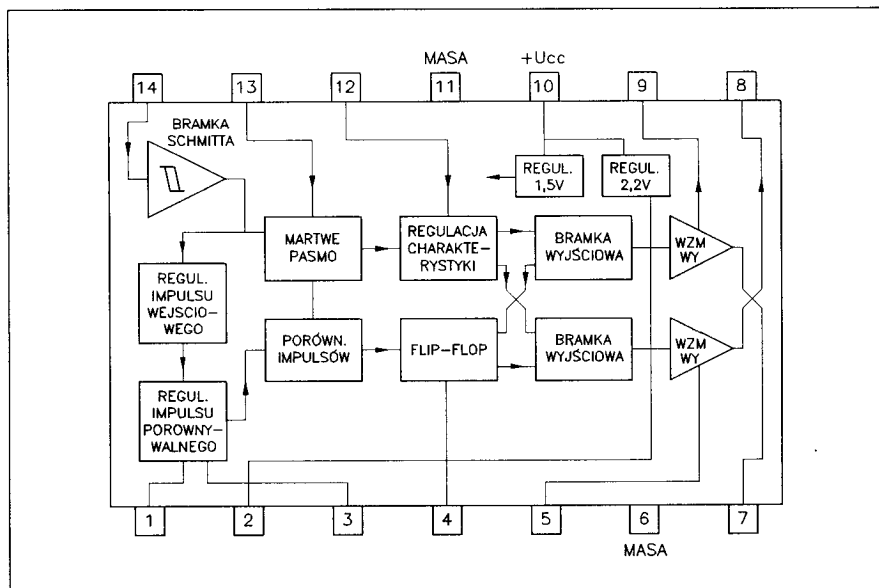
Serwomechanizm

Serwomechanizm jest urządzeniem wykonawczym łączącym w sobie część elektroniczną i mechaniczną. Część elektroniczna odpowiada za sterowanie pracą silnika (serwa) który porusza elementem modelu np. sterem wysokości lub kierunku w modelu latającym, kołami w samochodzie, lub sterem w modelu statku. W serwie silnik nie pracuje przez cały czas, a tylko ma za zadanie ustawienie elementu ruchomego modelu w zadanej pozycji. Pozycja ta musi ściśle odpowiadać położeniu drążka w manipulatorze nadajnika. W tym celu serwomechanizm posiada wprowadzone mechaniczne sprzężenie zwrotne.

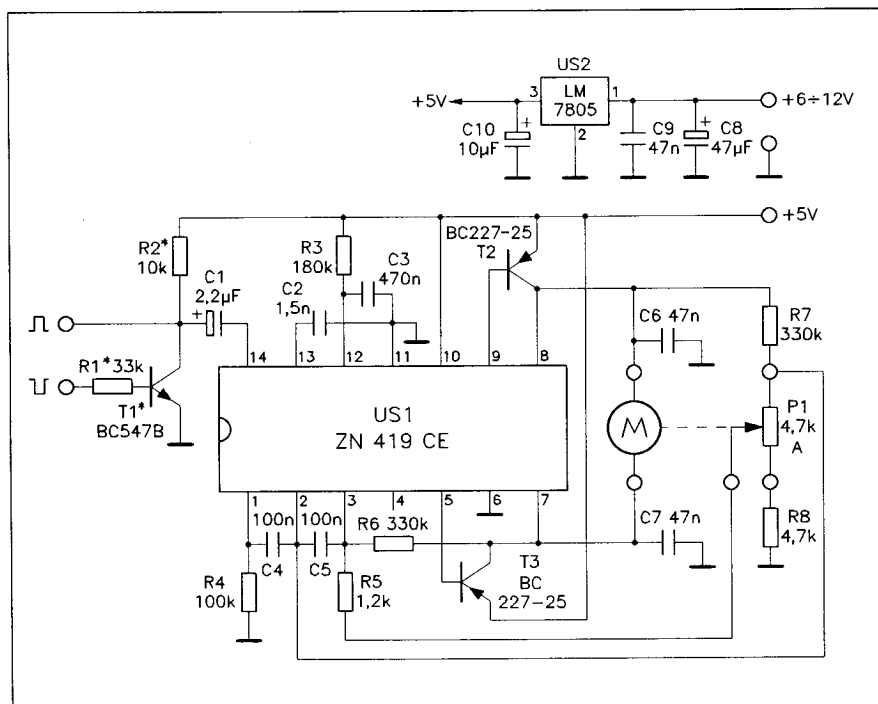


Rys. 4 Porównanie charakterystyki serwomechanizmu i regulatora

Polega ono na połączeniu elementu ruchomego z potencjometrem który zamienia położenie na napięcie stałe doprowadzone do układu elektronicznego. Po zmianie szerokości impulsu sterującego silnik będzie pracował tak długo, aż spowoduje odpowiednie, proporcjonalne do szerokości impulsu ustawienie potencjometru.



Rys. 5 Schemat blokowy układu ZN 419CE



Rys. 6 Schemat ideowy części elektronicznej serwomechanizmu

Charakterystyka serwomechanizmu jest bardziej stroma niż charakterystyka opisanych wcześniej regulatorów, pokazano to na rysunku 4. Także pasmo martwe serwomechanizmu jest dużo węższe. Ma to na celu szybkie reagowanie serwomechanizmu na minimalne nawet ruchy drążka w manipulatorze.

Poniżej zostanie opisana część elektroniczna serwomechanizmu. Opis konstrukcji mechanicznej zostanie pominięty. Zainteresowanych odsyłamy do numerów miesięcznika Modelarz, gdzie można znaleźć różne rozwiązania mechaniczne.

W części elektronicznej wykorzystano specjalizowany układ scalony ZN 419. Schemat blokowy układu ZN 419 zamieszczono na rysunku 5. Układ posiada na wejści bramkę Schmitta, blok regulacji pasma martwego, układ porównania impulsu wejściowego z impulsem o szerokości regulowanej potencjometrem sprzężonym z silnikiem, oraz wzmacniacze wyjściowe.

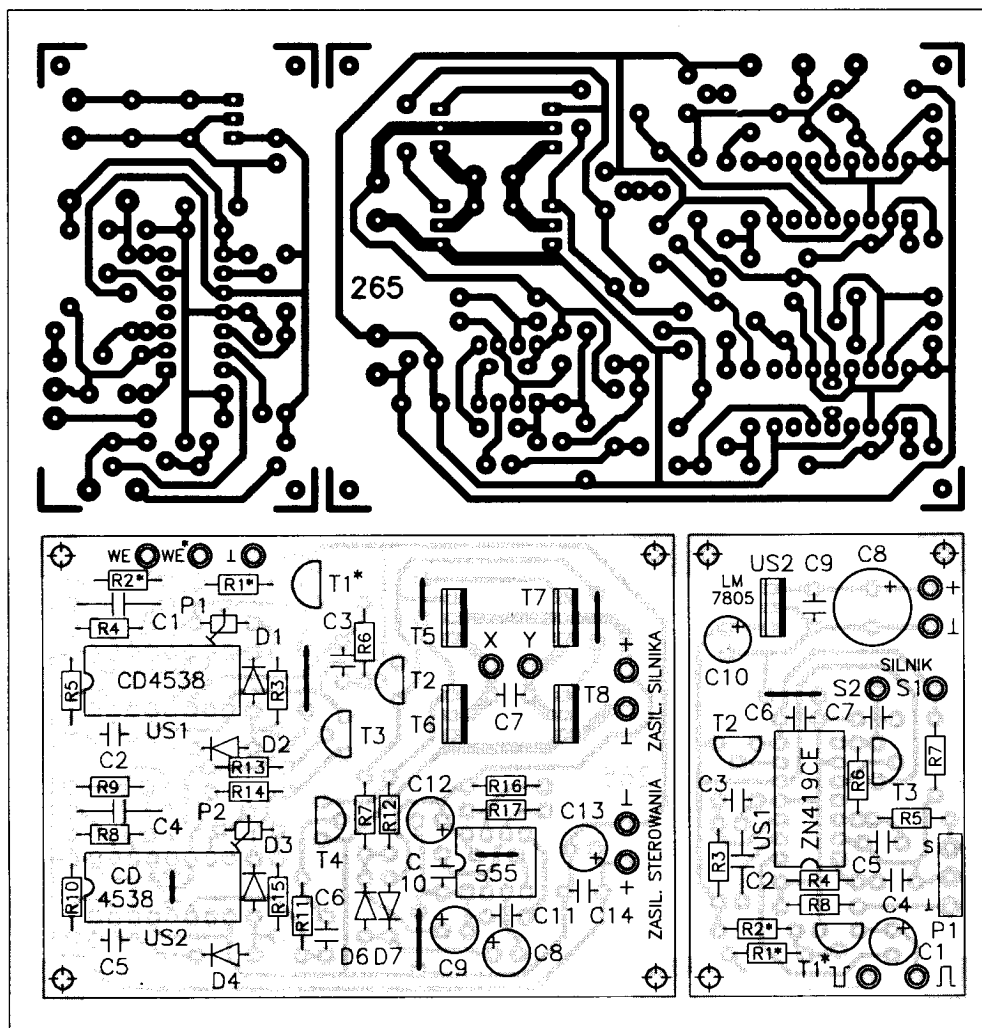
Na rysunku 6 przedstawiono schemat ideowy elektronicznej części serwomechanizmu. Kondensator C2 określa szerokość pasma martwego. Nachylenie charakterystyki pracy serwomechanizmu zależy od wartości elementów R3 i C3. Czas impulsu porównywalnego ustalają elementy R4, R5, C4 i C5. Tranzystory T2 i T3 spełniają funkcję wzmacniaczy prądowych sterujących silnik. Silnik za pośrednictwem przekładni mechanicznych sprzężony jest z osią potencjometru P1.

Montaż i uruchomienie

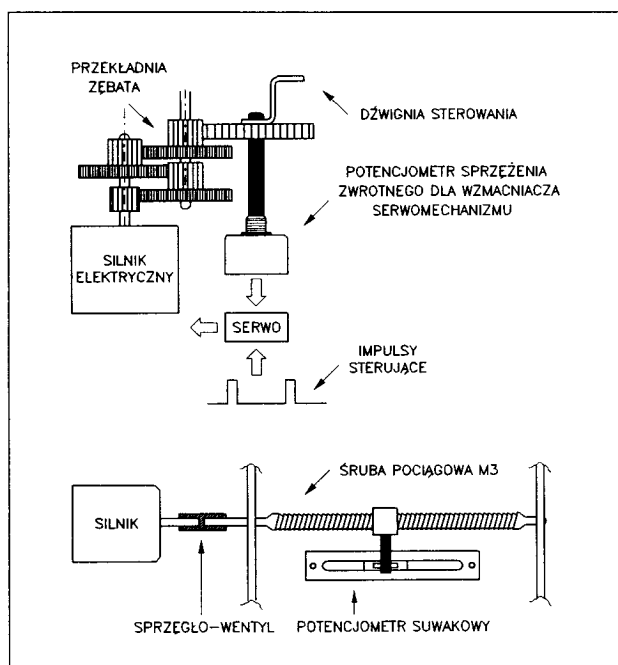
Płyta drukowana składa się z dwóch wyodrębnionych części. Na pierwszej rozmieszczono elementy dwukierunkowego regulator prędkości obrotowej, a na drugiej układ elektroniczny serwomechanizmu.

Jeżeli regulator prędkości obrotowej będzie współpracował z dekodery dostarczającym dodatnie impulsy sterujące, elementy R1, R2 i T1 należy pominąć. Po zamontowaniu wszystkich podzespołów do wejścia doprowadzamy impulsy sterujące i podłączamy zasilanie części sterującej. W drugiej kolejności włączamy zasilanie silnika. Następnie należy sprawdzić szerokość impulsów generowanych przez monowibratory US1A i US2A. Jeżeli odbiegają one od wartości 1,6 ms dla US1A i 1,4 ms dla US2A, należy dobrać wartości rezystorów R4, R8 tak aby uzyskać odpowiednie szerokości impulsów. Następnie do wejścia doprowadza się impuls o szerokości 1,0 ms i potencjometrem P1 ustawia się wypełnienie przebiegu na wyjściu Q tajmera US2B (nóżka 6) na bliskie zero. Kręćąc potencjometrem P2 zmniejsza się wypełnienie przebiegu, aż do chwili kiedy dalszy obrót potencjometru nie powoduje dalszego zmniejszania wypełnienia.

Podobnie przeprowadza się regulację potencjometrem P1 dla impulsu wejściowego o szerokości 2,0 ms. Wypełnienie przebiegu kontroluje się na wyjściu Q tajmera US1B (nóżka 6).



Rys. 7 Płytki drukowane i rozmieszczenie elementów



Rys. 8 Przykłady mechanicznych rozwiązań serwomechanizmów

Uruchomienie serwomechanizmu możliwe jest po połączeniu go z częścią mechaniczną, tak aby zapewnić sprzężenie zwrotne wprowadzane przy pomocy potencjometru. Na rysunku 8 przedstawiono dwa przykłady stosowanych rozwiązań mechanicznych przedstawiające tylko zasadę działania serwomechanizmu. Pierwszy z nich składa się z układu przekładni zębatych. Do ostatniego koła zębatego przymocowana jest dźwignia sterowania połączona z elementem ruchomym w modelu. Oś koła zębatego łączy się z potencjometrem.

W drugim rozwiązaniu zastosowano śrubę pociągową połączoną z silnikiem sprzęgłem gumowym wykonanym z kawałka wentylka do dętki rowerowej. Na śrubie umieszczona jest kostka z nagwintowanym otworem, która może poruszać się wzdłuż obracającej się śruby.

Do kostki można przymocować dźwignię wprowadzającą w ruch element modelu. Równocześnie kostka połączona jest mechanicznie z potencjometrem suwakowym, który dołączony jest do serwa. W ten sposób zostaje zamknięta pętla sprzężenia zwrotnego.

Prawidłowo zmontowany regulator nie wymaga uruchamiania. Jeżeli pasmo martwe okaże się zbyt małe, co objawia się drganiami serwomechanizmu dla neutralnego położenia drążka w manipulatorze nadajnika, można zwiększyć pojemność kondensatora C2.

Wykaz elementów – dwukierunkowy regulator prędkości obrotowej

US1, US2	– CD 4538
US3	– LM 555
T1*	– BC 547B (BC 237B)
T2÷T4	– BC 547B (BC 237B)
T5÷T8	– BUZ 11A
D1÷D6	– 1N4148 (BAPV 17÷21)
R16	– 2,2 kΩ/0,125 W
R2*	– 4,7 kΩ/0,125 W
R3, R15	– 5,1 kΩ/0,125 W
R7, R12	– 10 kΩ/0,125 W

R8	– 20 k Ω /0,125 W 5%
R1*, R6, R11, R14	– 33 k Ω /0,125 W
R17	– 47 k Ω /0,125 W
R9	– 120 k Ω /0,125 W
R13	– 150 k Ω /0,125 W
R4	– 160 k Ω /0,125 W 5%
R5, R10	– 1,5 M Ω /0,125 W
P1, P2	– 22 k Ω TVP 1232
C3, C6	– 1 nF/50 V ceramiczny
C11	– 10 nF/50 V ceramiczny
C1, C4	– 10 nF/100 V/5% MKSE-20
C2, C5	– 22 nF/100 V MKSE-20
C14	– 47 nF/50 V ceramiczny
C7, C10	– 100 nF/63 V MKSE-20
C9	– 4,7 μ F/50 V 04/U
C8, C12, C13	– 22 μ F/25 V 04/U

Wykaz elementów – serwomechanizm

US1	– ZN 419 CE
US2	– LM 7805
T1*	– BC 547B (BC 237B)
T2, T3	– BC 227-25

R5	– 1,2 k Ω /0,125 W
R8	– 4,7 k Ω /0,125 W
R2*	– 10 k Ω /0,125 W
R1*	– 33 k Ω /0,125 W
R4	– 100 k Ω /0,125 W 5%
R3	– 180 k Ω /0,125 W 5%
R6, R7	– 330 k Ω /0,125 W
C2	– 1,5 nF/25 V KSF-020-ZM
C6, C7, C9	– 47 nF/50 V ceramiczny
C4, C5	– 100 nF/63 V MKSE-20 5%
C3	– 470 nF/63 V MKSE-20
C1	– 2,2 μ F/63 V 04/U
C10	– 10 μ F/25 V 04/U
C8	– 47 μ F/16 V 04/U

płytka drukowana **numer 265**

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: 3,25 zł (32.500 zł) + koszty wysyłki.

Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – patrz strony I–IV w środku numeru.

◇ Marek Grześkowiak

Dokończenie w następnym numerze.

Obrotomierz analogowy

Liczba samochodów na jednego mieszkańca w naszym kraju pnie się powoli, lecz niezmiennie do góry. Statystykę psują trochę roczniki samochodów. Większość aut jeżdżących po naszych drogach jest już słusznego wieku. Samochody ze starymi silnikami, nawet produkcji zachodniej mają tą przykrą przypadłość, że do poruszania się zużywają duże ilości paliwa. Pomocnym urządzeniem pozwalającym trzymać apetyt auta na paliwo może okazać się zwykły obrotomierz. Artykuł zawiera opis prostego analogowego obrotomierza, mogącego pracować w samochodzie z zapłonem iskrowym i samoczynnym.

Prędkość obrotowa wału korbowego w skrócie nazywana obrotami silnika występuje jako wielkość sterująca w układzie zapłonowym, układzie sterowania wtryskiem paliwa, automatycznej skrzyni biegów. Wielkość ta jest jednym z najważniejszych parametrów pracy silnika spalinowego. Jednym z istotnych mankamentów wszystkich silników spalinowych jest uzyskiwanie zadowalającej sprawności w pewnym zakresie prędkości obrotowych. Praca przy zbyt dużych, lub przy zbyt małych prędkościach jest dla silnika szkodliwa. Podobnie przedstawia się sprawa zużycia paliwa, które osiąga minimum w pewnym przedziale prędkości obrotowych. Jeszcze inną wielkością jest moment obrotowy, czyli zdolność do przyspieszania, także zmieniający się w funkcji prędkości obrotowej i osiągający maksimum w pewnym przedziale obrotów. Jedynie moc silnika wzrasta wraz ze

wzrostem obrotów, osiągając maksimum przy obrotach których w praktyce nigdy się nie wykorzystuje.

Można przyjąć, że kompromis pomiędzy zużyciem paliwa, momentem obrotowym i mocą występuje w przedziale od 2500÷3500 obr/min. W tym zakresie prędkości obrotowych można spodziewać się minimum zużycia paliwa i maksimum momentu obrotowego. Równocześnie moc silnika osiąga ok. 60÷70% mocy maksymalnej. Z powyższego wywodu wynika, że kierowca prowadzący pojazd powinien w taki sposób dobierać bieg, aby silnik zawsze pracował w podanym powyżej zakresie obrotów. Nie dotyczy to oczywiście ruszania i zatrzymywania pojazdu. Wielu kierowców twierdzi, że potrafią na "ucho" określić czy silnik pracuje prawidłowo, czy nie jest przeciążony pracą na zbyt niskich obrotach, lub też wyje gdy jedzie się szybko na niskim biegu. Jest to niewątpliwie prawda, lecz nie do końca.

Kontrolowanie pracy silnika na "ucho" jest obarczone pewnym błędem subiektywizmu. Jeden kierowca odbierze hałas spowodowany głośną pracą zaworów (nie mylić ze spalaniem stukowym) jako zbyt dużą prędkość obrotową. Natomiast dla drugiego luzy na panewkach głównych i korbowodowych będą sygnałem szybkich obrotów silnika, a hałas wywołany przez panewki osiąga maksimum przy prędkościach obrotowych ok. 2000÷2500 obr/min. Chętnym proponuje wyprawę do dobrego diagnosty (niestety o takich jest dziś bardzo trudno) który przy pomocy lekarskiego stetoskopu pomoże "nauczyć" się wszystkich dźwięków jakie wydaje z siebie pracujący silnik. Dopiero wtedy można dostrzec,

że ocena prędkości obrotowej na "ucho" jest naprawdę bardzo trudna.

Brak obiektywizmu może też być spowodowany przyzwyczajeniem do odgłosów silnika konkretnego modelu samochodu. Po wymianie samochodu na inny całą "wiedza słuchowa" jest nieprzydatna. Polecam tu inny eksperyment ilustrujący mankament odsłuchowej kontroli pracy. Wystarczy poprosić znajomego żeby przewiózł nas naszym samochodem. Siedząc w tym samym aucie na fotelu pasażera zupełnie inaczej będziemy odbierali wszystkie odgłosy jakie wydaje z siebie silnik, zawieszenie, karoseria. Dodatkowe utrudnienie przy jeździe na słuch stanowi coraz lepsze wytłumienie wewnątrz samochodów, które w niektórych modelach wręcz uniemożliwia rozpoznawanie odgłosów pracy.

Proszę nie odebrać moich wywodów jako odstręczania od wstuchiwania się w pracę silnika. Przykładem przemawiającym za kontrolą odsłuchową może być jazda w mieście z głośno grającym radiem. W ruchu miejskim, kiedy często trzeba zmieniać biegi, zagłuszanie pracy silnika radiem powoduje duże błędy w doborze przełożeń. Sprawdziłem to na sobie i kilku swoich znajomych. Problem ten nabiera mniejszej wagi jeżeli samochód wyposażony jest w obrotomierz.

Na zakończenie można wysnuć następujący wniosek: ocena słuchowa pracy i prędkości obrotowej silnika jest także bardzo ważna, lecz powinna być wsparta pomiarem obiektywnym. Dlatego też zachęcam wszystkich amatorów elektroniki i czterech kółek do wyposażenia swoich pojazdów w obrotomierz elektroniczny.

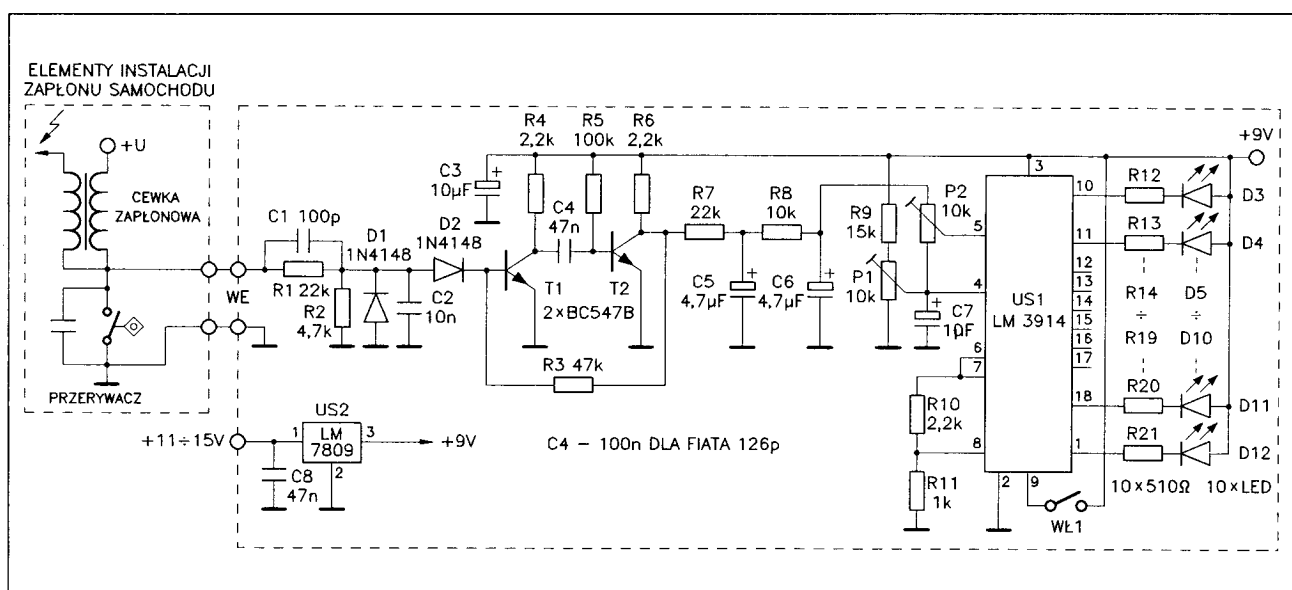
Opis konstrukcji

Znanych jest kilka metod pomiaru prędkości obrotowej silnika. Największą popularność zdobył pomiar liczby zapłonów w jednostce czasu. Stało się to za przyczyną prostoty układu odbierającego impulsy elektryczne wytwarzane w układzie zapłonowym. Jak powszechnie wiadomo w silniku czterosuwowym na jeden

zapłon w cylindrze wał korbowy musi wykonać dwa obroty. Zatem częstotliwość zapłonów jest dwukrotnie mniejsza niż częstotliwość obrotów wału. Jeżeli silnik posiada cztery cylindry to zapłonów będzie cztery razy więcej, czyli częstotliwość zapłonów będzie dwa razy wyższa niż częstotliwość obrotów wału. Rozumowanie to jest prawdziwe dla samochodów z jedną, wspólną dla wszystkich cylindrów, cewką zapłonową. Kombinacje dla innych rozwiązań np. trzech cylindrów i trzech cewek pozostawiam Czytelnikom. Zainteresowanym mogę dodać, iż możliwe jest wyprowadzenie ogólnego wzoru łączącego prędkość obrotową z liczbą cylindrów, liczbą suwów, liczbą cewek zapłonowych i częstotliwością impulsów odbieranych z układu zapłonowego.

Sygnal do obrotomierza pobiera się z cewki zapłonowej, z punktu połączenia cewki z przerywaczem. W samochodach z zapłonem elektronicznym postępuje się identycznie. Sygnal zostaje doprowadzony do układu ograniczania amplitudy impulsu. Składa się on z dzielnika rezystancyjnego R1, R2 i kondensatorów C1 i C2. Dioda D1 obcina ujemne połówki impulsu indukowanego w cewce zapłonowej. Ograniczony impuls doprowadzony jest następnie do układu monowibratora tranzystorowego. Wytwarza on impulsy o stałej szerokości i stałej amplitudzie bliskiej napięciu zasilania. Na szerokość impulsów generowanych przez monowibrator nie ma wpływu częstotliwość wyzwalania go impulsami z cewki zapłonowej. Czas trwania impulsu wynosi ok. 6 ms i zależy od wartości elementów C4 i R5.

Zatem wraz ze zmianą częstotliwości wyzwalania, czyli prędkości obrotowej silnika ulega zmianie wypełnienie przebiegu na wyjściu monowibratora. Zależność ta jest w pełni liniowa. Następnym elementem układu jest filtr dolnoprzepustowy, zamieniający wypełnienie przebiegu na napięcie stałe. Przy niskich obrotach silnika impulsy z wyjścia monowibratora będą pojawiały się rzadko.



Rys. 1 Schemat ideowy obrotomierza analogowego

Spowoduje to, że na kondensatorze C6 napięcie stałe będzie miało niewielką wartość, gdyż czas ładowania kondensatorów będzie krótki, natomiast czas rozładowywania długi. W miarę wzrostu prędkości obrotowej wypełnienie ulega zwiększaniu, co pociąga za sobą wzrost napięcia na kondensatorach. W ten prosty sposób częstotliwość impulsów jest zamieniana na napięcie stałe doprowadzane dalej do układu sterowania zapalaniem diod świecących.

Do sterowania diodami wykorzystano układ LM 3914 (US1). Funkcje realizowane przez ten układ są identyczne jak miało to miejsce w przypadku układu LM 3915, z tą tylko różnicą, że LM 3914 posiada liniową charakterystykę. Potencjometr P1 umożliwia regulację napięcia przy którym zapala się pierwsza dioda liniiki, a potencjometr P2 służy do regulacji poziomu zapalania się końcowej diody. Dodatkową zaletą układu LM 3914 jest możliwość zapalania pojedynczej diody (dla rozwartego włącznika WŁ1) lub liniiki (dla zwartego włącznika WŁ1).

Układ umożliwia sterowanie świeceniem dziesięciu diod. Daje to możliwość takiego wyskalowania miernika, aby zakres wskazań osiągał 5000 obr/min, z rozdzielczością 500 obr/min. Taka dokładność jest w pełni wystarczająca.

Napięcie zasilania w instalacji samochodowej może zmieniać się w dość szerokich granicach. Z tego też względu miernik wyposażono w stabilizator +9 V. Prąd pobierany przez układ nie przekracza 100 mA przy zapalonych wszystkich diodach.

Montaż i uruchomienie

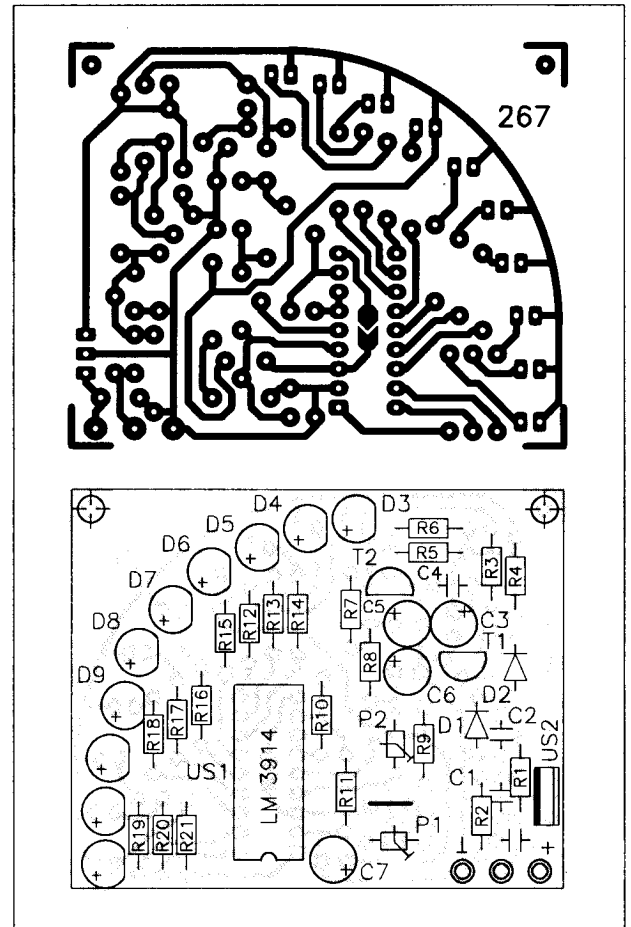
Kompletny układ miernika zmontowano na płytce drukowanej. Diody świecące powinny zostać zamontowane na pełnej długości wyprowadzeń, aby odległość pomiędzy płytą czołową a płytką drukowaną była nieco większa niż wysokość potencjometrów montażowych P1 i P2.

Wskazane jest by kolory diod informowały o zakresach pracy silnika. Dla obrotów z przedziału 500÷2000 obr/min kolor żółty oznaczający tolerowany, choć nieekonomiczny zakres prędkości obrotowych. Dla optymalnego zakresu pracy 2500÷3500 obr/min kolor zielony, natomiast powyżej 3500 kolor czerwony (może także być żółty, gdyż obszar 4000÷5000 obr/min nie grozi uszkodzeniem silnika, choć jest także mało ekonomiczny).

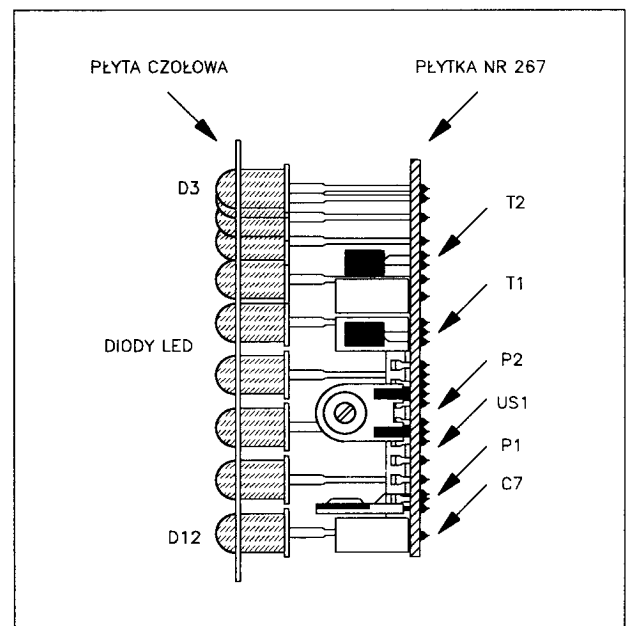
Pod układem scalonym US1 umieszczony został "sierżant". Zwarcie "sierżanta" kroplą cyny spowoduje wyświetlanie liniiki, natomiast pozostawienie go rozwartym wymusi pracę z wyświetlaniem punktowym.

Do regulacji obrotomierza niezbędny jest generator przebiegów prostokątnych o regulowanej częstotliwości i częstotliwościomierz. Sygnał z generatora o amplitudzie 5÷10 Vpp doprowadza się do wejścia obrotomierza. Przy częstotliwości 16,6 Hz potencjometr P1 ustawia się w takiej pozycji, aby zapaliła się pierwsza dioda D12. Następnie zwiększa się częstotliwość generatora do 166 Hz i potencjometrem P2 doprowadza

się do stanu w którym zapalą się wszystkie diody, przy czym ostatnia D3 jest na granicy zapalania. Powyższe czynności należy powtórzyć kilkakrotnie. Można jeszcze sprawdzić wskazania dla środka skali. Dla częstotliwości 100 Hz powinny palić się diody od D12 do D7.



Rys. 2 Płytkę drukowaną i rozmieszczenie elementów



Rys. 3 Widok z boku zmontowanego obrotomierza

Jeżeli nie dysponujemy generatorem i częstotściomierzem można podłączyć układ do samochodu fabrycznie wyposażonego w obrotomierz i w oparciu o jego wskazania wyregulować układ. Potencjometrem P1 przeprowadza się regulację dla 500 obr/min, a potencjometrem P2 dla 5000 obr/min.

W przypadku gdy obrotomierz przeznaczony jest do zamontowania w Fiacie 126p należy zmienić wartość kondensatora C4 na 100 nF/63 V MKSE-20. Podczas regulacji do wejścia doprowadza się częstotliwość 8,3 Hz (500 obr/min), następnie 83 Hz (5000 obr/min), a przy kontroli w środku zakresu 50 Hz (3000 obr/min).

Układ może też zostać zastosowany w samochodzie z silnikiem wysokoprężnym. Jest to jednak nieco kłopotliwe, gdyż wymaga przyklejenia dwóch magnesów stałych do koła pasowego na wale korbowym i umieszczenia kontaktronu w polu działania magnesów. Jeden koniec kontaktronu łączy się z napięciem +12 V, a drugi z wejściem obrotomierza.

Wykaz elementów

US1	– LM 3914
US2	– LM 7809
D1, D2	– 1N4148 (BAVP 17÷21)
D9÷D12	– LED $\phi 5$ mm kolor świecenia żółty
D6÷D8	– LED $\phi 5$ mm kolor świecenia zielony
D3÷D5	– LED $\phi 5$ mm kolor świecenia czerwony

R12÷R21	– 510 Ω /0,25 W
R11	– 1 k Ω /0,125 W
R4, R6, R10	– 2,2 k Ω /0,125 W
R2	– 4,7 k Ω /0,125 W
R8	– 10 k Ω /0,125 W
R9	– 15 k Ω /0,125 W
R1	– 22 k Ω /0,25 W
R7	– 22 k Ω /0,125 W
R3	– 47 k Ω /0,125 W
R5	– 100 k Ω /0,125 W
P1	– 10 k Ω TVP 1232
P2	– 47 k Ω TVP 1232
C1	– 100 pF/50 V ceramiczny
C2	– 10 nF/50 V ceramiczny
C8	– 47 nF/50 V ceramiczny
C4	– 47 nF/63 V MKSE-20
C5, C6	– 4,7 μ F/50 V 04/U
C3, C7	– 10 μ F/25 V 04/U
płytką drukowaną numer 267	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE. Cena: 1,56 zł (15.600 zł) + koszty wysyłki. Podzespoły elektroniczne można zamawiać w firmie LARO – patrz strony I÷IV w środku numeru.

◇ mgr inż. Dariusz Cichoński

Dokończenie tekstu ze str. 2

Jak już wcześniej podano rezystancja termiczna Złącze-obudowa podawana jest w danych katalogowych podzespołów mocy. Można ją także obliczyć na podstawie poniższej zależności:

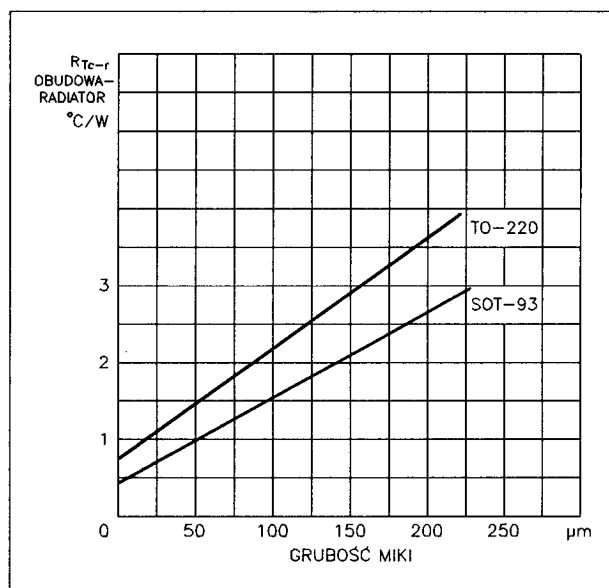
$$R_{Tj-c} = \frac{T_{jmax} - T_c}{P_{Cmax}}$$

gdzie:

- T_{jmax} – maksymalna temperatura złącza (z reguły 150°C);
- P_{Cmax} – maksymalna moc strat przy określonej temperaturze obudowy;
- T_c – temperatura obudowy przy której określono maksymalną moc strat (z reguły 25°C).

Rezystancja cieplna obudowa radiator R_{Tc-r} zależy od powierzchni styku, gładkości powierzchni stykających się ze sobą i siły dociskającej element półprzewodnikowy do radiatora. Nawet bardzo gładkie powierzchnie nie przylegają do siebie idealnie. Styk pomiędzy nimi stanowi tylko pewna liczba punktów, a pozostałe przestrzenie wypełnione są powietrzem, które jest złym przewodnikiem ciepła. Chcąc zmniejszyć rezystancję cieplną przejścia powierzchnie styku pokrywa substancją o małej rezystancji cieplnej. Powszechnie stosuje się w tym celu pasty silikonowe z tlenkiem aluminium jako wypełniaczem. Stosowane są także pasty

silikonowe bez wypełniacza o nieco gorszej przewodności cieplnej. Dodatkową zaletą stosowania past jest ochrona powierzchni styku przed wilgocią i związaną z tym korozją, a także ochrona przed utlenianiem.

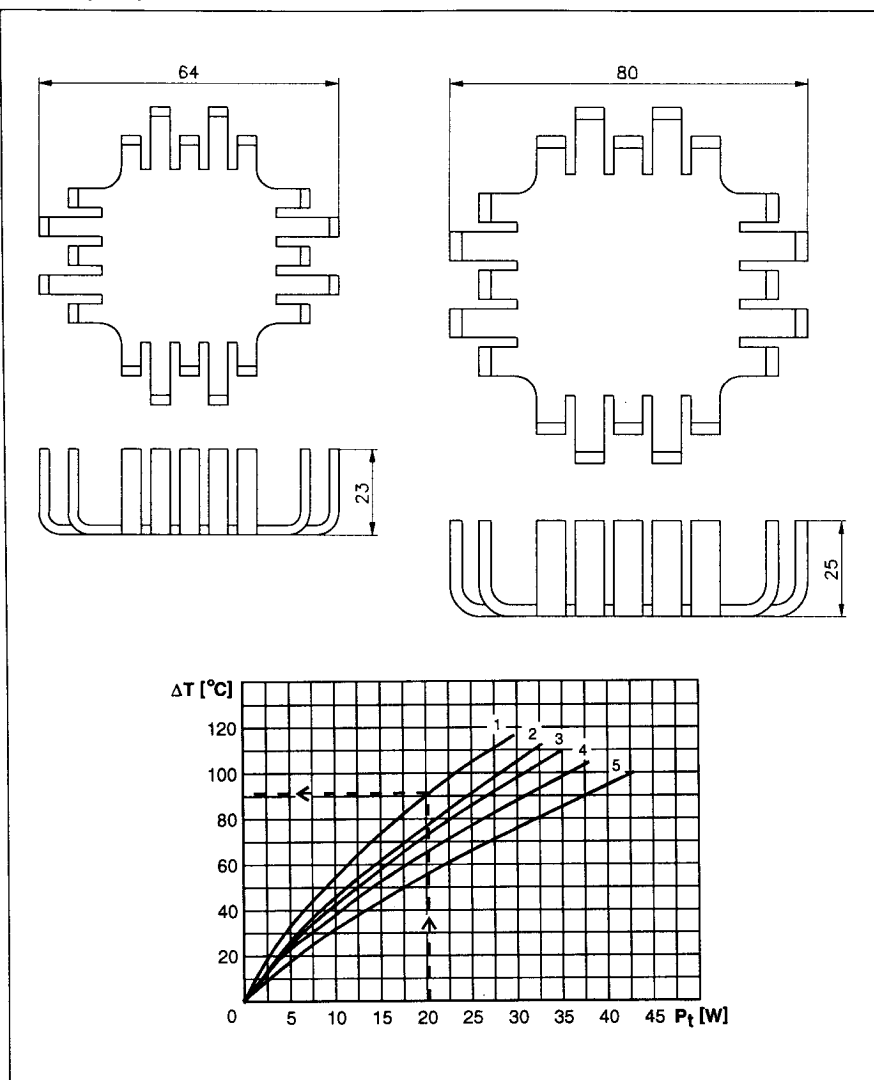


Rys. 2 Zależność rezystancji cieplnej obudowa-radiator w funkcji grubości podkładki mikowej

Rezystancja cieplna suchego styku metal-metal o powierzchni 1 cm^2 wynosi ok. $0,5 \div 1^\circ\text{C}/\text{W}$. Po pokryciu powierzchni pastą silikonową wartość rezystancji zmniejsza się o ok. 50%.

Często zachodzi konieczność galwanicznego odizolowania metalowej obudowy przyrządu półprzewodnikowego od radiatora. W tym celu stosuje się specjalne podkładki wykonane najczęściej z miki, teflonu lub ceramiki berylowej. Ta ostatnia ma najlepszy współczynnik przenikania ciepła. Od podkładek wymaga się wystarczająco dużej wytrzymałości na przebicie. Rezystancja cieplna przejścia zależy też od grubości zastosowanej podkładki. Na rysunku 2 przedstawiono wykres zależności rezystancji cieplnej od grubości podkładki mikowej dla dwóch obudów. Obie strony podkładki mikowej zostały pokryte smarem silikonowym. Grubość podkładki można zmierzyć śrubą mikrometryczną. W przypadku gdy nie dysponujemy danymi dotyczącymi grubości podkładki mikowej bezpieczniej jest przyjąć wartość większą.

Znając rezystancje termiczne $R_{T_{j-c}}$ i $R_{T_{c-r}}$ można przystąpić do wyboru radiatora. Dla pojedynczych tranzystorów, lub stabilizatorów doskonale nadają się radiatory których wygląd przedstawiono na rysunku 3. Ich zaletą są stosunkowo małe wymiary i masa przy bardzo dobrym rozpraszaniu ciepła. Ponadto możliwość oddawania ciepła do otoczenia praktycznie nie zależy od pozycji zamontowania radiatora. Może ona być pionowa lub pozioma. Radiatory te mogą być łączone ze sobą w różnych kombinacjach. Jako zasadę należy przyjąć stosowanie smaru silikonowego pomiędzy dwoma złożonymi radiatorami, oraz między elementem półprzewodnikowym a radiatorem. Fabrycznie wykonane radiatory posiadają nawiercone otwory pasujące do różnych typów obudów, oraz są pocznione. Czernienie radiatorów ma na celu zwiększenie promieniowania ciepła. Proszę nie mylić czernienia z malowaniem radiatora. Farba stanowi bardzo dobry izolator cieplny i wydatnie zmniejsza możliwość odprowadzania ciepła przez radiator.



Rys. 3 Radiatory i ich charakterystyki cieplne a) radiatory typu A i B, b) charakterystyki cieplne radiatorów: 1 – radiator A, 2 – radiator B, 3 – dwa radiatory A złożone podstawami, 4 – radiator A wewnątrz radiatora B, 5 – dwa radiatory B złożone podstawami

Wykresy zamieszczone na rysunku 3 przedstawiają różnicę temperatury pomiędzy radiatorem, a otoczeniem w funkcji mocy wydzielanej w przyrządzie półprzewodnikowym. Na podstawie wykresów można obliczyć rezystancję termiczną $R_{T_{r-a}}$. Na osi odciętych zaznaczamy punkt odpowiadający mocy traconej w elemencie np. 10 W następnie prowadzimy pionową linię do przecięcia z jedną z charakterystyk np. linią 1, która odpowiada pojedynczemu radiatorowi typu A. Od punktu przecięcia prowadzi się linię poziomą w kierunku osi rzędnych i odczytuje wynik 55°C . Teraz wystarczy podzielić 55°C przez moc 10 W i otrzymujemy rezystancję termiczną $R_{T_{r-a}}$ radiatora. Proszę zauważyć, że możliwość rozpraszania mocy rośnie wraz z różnicą temperatur pomiędzy radiatorem a otoczeniem. Ten sam radiator (krzywa 1) przy mocy traconej 5 W nagrzewa się do temperatury ok. 35°C wyższej niż temperatura otoczenia, a dla mocy 20 W jego temperatura będzie już o 90°C większa od temperatury otoczenia.

Mamy praktycznie wszystkie dane, ale dalej nie wiemy jak zabrać się do obliczenia radiatora. Pokażemy to na przykładzie 1.

Przykład 1

Mamy stabilizator LM 7805 w obudowie TO 220 z którego pobierany jest prąd 0,8 A. Napięcie wejściowe przed stabilizatorem ma wartość 8,5 V. Należy wyznaczyć radiator który zapewni odprowadzenie ciepła ze stabilizatora.

Moc tracona w stabilizatorze:

$$P_C = I \cdot \Delta U = 0,8 \text{ A} \cdot 3,5 \text{ V} = 2,8 \text{ W}$$

Rezystancja termiczna złącze obudowa stabilizatora ma wartość $R_{Tj-c} = 1,7^\circ\text{C/W}$ (dane katalogowe). Maksymalna temperatura złącza może wynosić 150°C . Stabilizator będzie montowany bez podkładki mikowej, połączenie pokryte smarem silikonowym. Z wykresu na rys. 2 odczytujemy wartość rezystancji termicznej dla obudowy TO 220 przy zerowej grubości podkładki – $R_{Tc-r} = 0,75^\circ\text{C/W}$.

Zakładamy, że maksymalna temperatura wewnątrz obudowy urządzenia w którym zamontowany jest stabilizator nie przekroczy $T_a = 40^\circ\text{C}$. Zakładamy maksymalną temperaturę złącza $T_j = 80^\circ\text{C}$.

Dane podstawiamy do wzoru:

$$\begin{aligned} R_{Tr-a} &= \frac{T_j - T_a}{P_C} - R_{Tj-c} - R_{Tc-r} = \\ &= \frac{80^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}}{2,8 \text{ W}} - 1,7^\circ\text{C/W} - 0,75^\circ\text{C/W} = \\ &= 11,85^\circ\text{C/W} \end{aligned}$$

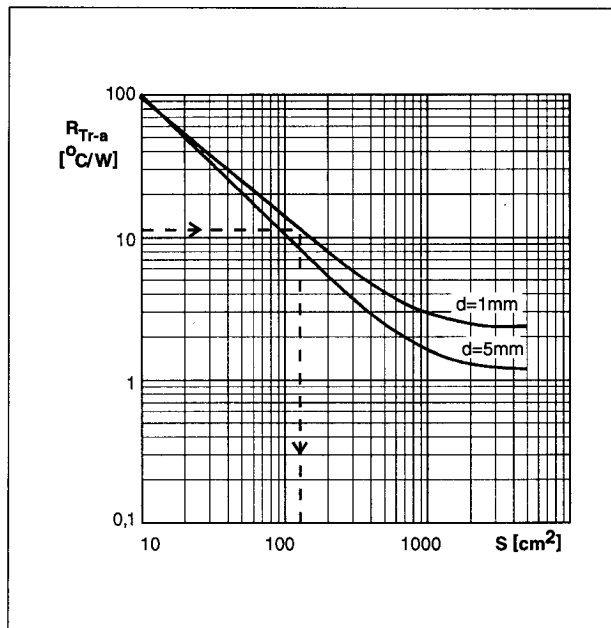
Zatem aby zostały spełnione powyższe założenia rezystancja termiczna radiator otoczenie powinna być mniejsza od $11,85^\circ\text{C/W}$. Wybieramy teraz typ radiatora. Dla stosunkowo małej mocy można zdecydować się na radiator Typu A z rysunku 3. Sprawdzamy czy dla podanych warunków rezystancja będzie wystarczająco mała. Dla 2,8 W otrzymujemy różnicę temperatur pomiędzy radiatorem a otoczeniem ok. 20°C . Obliczamy R_{Tr-a} :

$$R_{Tr-a} = \frac{20^\circ\text{C}}{2,8 \text{ W}} = 7,14^\circ\text{C/W}$$

Rezystancja termiczna radiator otoczenie jest mniejsza od wartości $11,85^\circ\text{C/W}$, można więc zastosować taki typ radiatora.

Powyższe wykresy były dość nietypowe, gdyż nie przedstawiały zależności rezystancji termicznej radiator-otoczenie od powierzchni lub długości radiatora. Na rysunku 4 przedstawiono charakterystyki rezystancji termicznej radiatora ustawionego pionowo w funkcji powierzchni. Charakterystyki dotyczą blachy o grubości 1 i 5 mm. Radiator nie jest poczerniony. Przy wyznaczaniu charakterystyk przyjęto, że radiator ma kształt kwadratu, a element półprzewodnikowy został umieszczony po środku blachy.

Analizując charakterystyki można dojść do wniosku, że wykonywanie z blachy radiatorów o rezystancji termicznej poniżej $4 \div 5^\circ\text{C/W}$ jest nieoptyczne, gdyż radiator taki będzie miał duże wymiary.



Rys. 4 Rezystancja termiczna radiatora ustawionego pionowo, wykonanego z blachy aluminiowej o grubości 1 i 5 mm w funkcji powierzchni

W oparciu o dane z przykładu 1 można obliczyć powierzchnię radiatora niezbędną do odprowadzenia ciepła ze stabilizatora LM 7805.

Przykład 2

Rezystancja termiczna radiatora na którym umieszczono stabilizator z przykładu 1 powinna wynosić $11,85^\circ\text{C/W}$. Na osi rzędnych wykresu z rys. 4 odkładamy wartość rezystancji termicznej 12°C/W i prowadzimy linię poziomą do przecięcia się z charakterystyką radiatora wykonanego z blachy o grubości $d = 1 \text{ mm}$. Od punktu przecięcia prowadzimy linię pionową i odczytujemy wielkość powierzchni ok. 110 cm^2 . Odpowiada to kwadratowi o boku 10,5 cm. Jeżeli zastosujemy radiator o grubości 5 mm to zapewni on identyczne warunki odprowadzania ciepła przy długości boku 9,5 cm.

Wartości liczbowe w obu przykładach dobrano w taki sposób, aby uzmysłowić Czytelnikom, że przy niewielkiej mocy traconej w stabilizatorze wymaga on stosowania dość dużego radiatora. Proponuję przeprowadzenie identycznych obliczeń przy innych założeniach. Pierwsza modyfikacja może dotyczyć maksymalnej temperatury otoczenia np. $T_{amax} = 25^\circ\text{C}$, a druga maksymalnej temperatury złącza np. $T_{jmax} = 135^\circ\text{C}$. Otrzymane wyniki będą odbiegały od otrzymanych w przedstawionych powyżej przykładach.

Dokończenie w następnym numerze.

Poprawka do artykułu pt. "Automatyczna blokada zabezpieczająca przed piratami telefonicznymi"

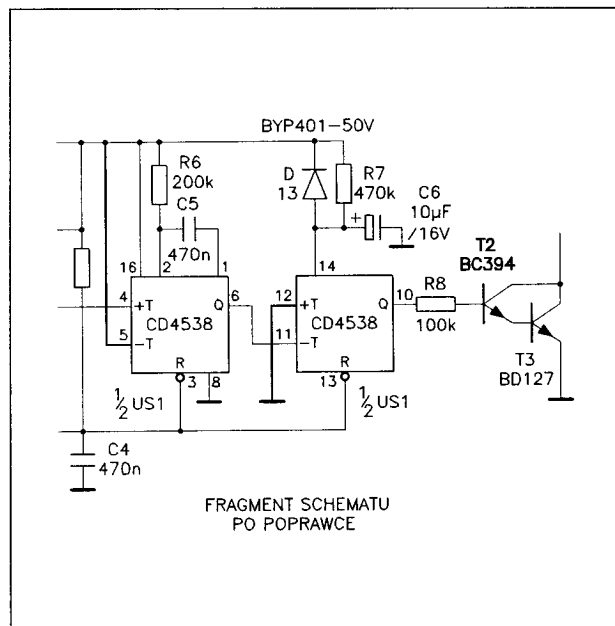
W numerze 9/95 ukazał się artykuł dotyczący blokady telefonicznej. Niestety na schemacie do schematu, a w konsekwencji do płytki drukowanej wkraść się błąd. Polega on na złym połączeniu wejść $-T$ i $+t$ monowibratorów 4538 (US 1). Prawidłowe połączenie wejść zamieszczono na rysunku 1. Prawidłowo wejście $-T$ pierwszego monowibratora powinno być połączone z plusem zasilania. Natomiast wejście $+T$ drugiego monowibratora należy połączyć z masą.

Do starych płytek, które dotychczas wysyłaliśmy dołączana była kartka z informacją o błędzie. Nowe płytki które znajdują się na dniach w sprzedaży wysyłkowej będą już posiadały poprawioną mozaikę. W starych płytkach należy przeciąć wadliwe połączenia, a nóżkę 5 US1 połączyć przewodem z nóżką 16 US1. Nóżkę 12 łączy się przewodem z nóżką 8.

Dodatkowo podano także zły typ tranzystora T2. Jako T2 powinien być zastosowany tranzystor npn o napięciu $U_{CE} \geq 100 V$, $h_{21} \geq 50$ np. BC 394.

Za błędy przepraszamy wszystkich Czytelników, którzy mieli trudności z uruchomieniem układu.

◊ Redakcja



Rys. 1 Fragment schematu ideowego blokady telefonicznej z naniesionymi poprawkami

Wykaz cenowy płytek drukowanych

Ceny podano w nowych złotych.

090	Częstościomierz – wyświetlacz	PE 9/93	3,63 zł
091	Częstościomierz – sterowanie	PE 10/93	2,88 zł
092	Częstościomierz – układ wejściowy	PE 11/93	3,29 zł
093	Częstościomierz – układ wejściowy	PE 11/93	2,26 zł
094	Częstościomierz – preskaler 150 MHz	PE 12/93	1,00 zł
095	Radiotelefon na pasmo 27 MHz	PE 9/93	2,00 zł
096	Mówiący układ ISD 1020A	PE 9/93	2,13 zł
097	Pozytywka	PE 9/93	1,12 zł
098	Przetwornik U/f	PE 10/93	1,27 zł
099	Przetwornik f/U	PE 10/93	3,48 zł
100	Miernikysterowania z pamięcią	PE 11/93	4,77 zł
101	Regulator obrotów silnika	PE 10/93	1,75 zł
102	Korektor sygnału video	PE 12/93	1,89 zł
103	Kompresor dynamiki do CB radio	PE 11/93	1,00 zł
104	Zasilacz 13,8/9 V	PE 11/93	1,23 zł
105	Wzm. mocy do radiotelefonu 27 MHz	PE 11/93	1,00 zł
106	Wzmacniacz mocy TDA 2822	PE 11/93	1,00 zł
107	Zasilacz laboratoryjny 3-30 V/5 A	PE 12/93	7,62 zł
108	Wzmacniacz mocy 150 W	PE 12/93	6,50 zł
109	Układ logarytmujący	PE 12/93	1,84 zł
110	Termometr -50 +100 °C	PE 1/94	2,70 zł
111	Automat Losujący	PE 1/94	5,40 zł
112	Automatyczny wyłącznik szyby tylnej	PE 12/93	1,00 zł
113	Stół mikserski – wzmacniacz kanałowy	PE 3/94	2,80 zł
114	Prosty tester tranzystorów	PE 1/94	1,00 zł
115	Wzmacniacz mocy – zabezpieczenie	PE 1/94	2,25 zł
116	Blokada tarczy telefonicznej	PE 2/94	2,30 zł

117	Częstościomierz – wyświetlacz WA	PE 1/94	1,00 zł
118	Częstościomierz – wzm. segmentów	PE 1/94	1,11 zł
119	Termometr – automatyka	PE 2/94	1,00 zł
120	Termometr – zasilanie bateryjne	PE 2/94	1,00 zł
121	Ośmiokanałowa przystawka do oscylosk.	PE 2/94	6,51 zł
122	Konwerter UKF/FM + Dł/Śr	PE 2/94	1,00 zł
123	Konwerter UKF/FM	PE 2/94	1,00 zł
124	Dekoder Pal do OTVC Rubin 714	PE 3/94	4,30 zł
125	Przystawka wobulacyjna	PE 3/94	1,96 zł
126	Echo do CB radio	PE 3/94	1,83 zł
127	Bootselektor do Amigi	PE 3/94	1,00 zł
128	Automatyczny wył. oświetlenia sam.	PE 4/94	1,00 zł
129	Tranzystorowy konwerter UKF FM	PE 4/94	2,06 zł
130	Spowalnicz do Amigi	PE 4/94	1,13 zł
131	Stół mikserski – wzmacniacz sumy	PE 4/94	2,03 zł
132	Generator znaczników	PE 4/94	1,31 zł
133	"Przedłużacz" do pilota	PE 4/94	1,00 zł
134	Stół mikserski – zasilacz	PE 5/94	1,18 zł
135	Zdalne ster. – pilot	PE 5/94	4,57 zł
136	Zdalne ster. – wzmacniacz wstępny	PE 5/94	1,00 zł
137	Zdalne ster. – odbiornik	PE 5/94	4,45 zł
138	Przedwzm. Hi-Fi – układy analogowe	PE 5/94	5,57 zł
139	Zegar LM 8560	PE 5/94	2,50 zł
140	Zdalne ster. – dekoderek rozk. analog.	PE 7/94	6,59 zł
141	Zdalne ster. – sterowanie potencj.	PE 6/94	1,29 zł
142	Zewnętrzna stacja dysków do Amigi	PE 6/94	2,12 zł
143	Licznik do magnetofonu	PE 6/94	3,75 zł
144	Aktywna sonda do oscyloskopu	PE 6/94	1,00 zł

145	Układ do przegr. taśm magnetowid.	PE 6/94	2,46 zł	204	Elektroniczny przełącznik wejść	PE 5/95	6,88 zł
146	Przedwzm. Hi-Fi – mikroprocesor	PE 7/94	6,93 zł	205	Woltomierz 4 i 1/2 cyfry	PE 5/95	4,22 zł
147	Przedwzm. Hi-Fi – wyświetlacz	PE 7/94	2,35 zł	206	Przystawka "FUZZ" – "WAH-WAH"	PE 5/95	1,05 zł
148	Ładowarka do akumulatorów	PE 7/94	2,83 zł	207	Sonda logiczna z sygnał. akustyczną	PE 6/95	1,00 zł
149	Sampler do Amigi	PE 7/94	1,65 zł	208	Mikrofon bezprzewodowy	PE 6/95	1,34 zł
150	Oscyloskop – zasilacz	PE 7/94	5,54 zł	209	Przedłużacz do STK 4046V	PE 6/95	1,21 zł
151	Oscyloskop – generator i synchro.	PE 8/94	5,54 zł	210	Mikroprocesorowy zegar sterownik	PE 6/95	12,69 zł
152	Oscyloskop – wzmacniacz X i Z	PE 8/94	4,44 zł	211	Impulsowe światło do roweru	PE 6/95	2,13 zł
153	Oscyloskop – wzmacniacz Y	PE 9/94	5,54 zł	212	Alarm samochodowy – pilot	PE 6/95	1,00 zł
154	Oscyloskop – dzielnik wejściowy	PE 9/94	1,09 zł	213	Alarm samochodowy – centralka	PE 6/95	5,84 zł
155	Dolby B/C – reduktor szumów	PE 8/94	2,32 zł	214	Alarm samochodowy – radiopowiadom.	PE 7/95	3,09 zł
156	Dolby B/C – układ przełączania	PE 8/94	1,00 zł	215	Przystawka kwadrofoniczna	PE 7/95	1,71 zł
157	Zdalne ster. – potencjometry elektr.	PE 9/94	3,42 zł	216	Mikrofon bezprzewodowy – odbiornik	PE 7/95	2,53 zł
158	Wzmacniacz 100 W	PE 8/94	12,28 zł	217	Generator sygnałowy AM	PE 8/95	4,73 zł
159	Przetwornica do świetlówki	PE 8/94	1,52 zł	218	Modyfikacja alarmu samoch. z kodem	PE 9/95	1,46 zł
160	Kompandor	PE 9/94	3,90 zł	219	"Oscyloskop" cyfrowy	PE 8/95	6,86 zł
161	Głowica UKF OIRT/CCIR	PE 9/94	1,74 zł	220	"Oscyloskop" cyfrowy – klawiatura	PE 8/95	4,28 zł
162	Układ Dolby HX PRO	PE 9/94	3,27 zł	221	Elektroniczny dzwonek do telefonu	PE 8/95	1,00 zł
163	Fonia stereo do OTVC	PE 10/94	3,05 zł	222	Włącznik wentylatora chłodnicy w sam.	PE 8/95	1,00 zł
164	Obrotomierz cyfrowy – licznik	PE 10/94	3,55 zł	223	Przetwornik "True RMS"	PE 9/95	1,59 zł
165	Obrotomierz cyfrowy – mnożnik	PE 10/94	2,24 zł	224	Generator wobulowany	PE 9/95	3,19 zł
166	Zdalne ster. – pot. analogowe	PE 10/94	7,46 zł	225	Zdalnie ster. poten. obrotowy – nad.	PE 9/95	1,00 zł
167	Programator do głowicy UKF	PE 10/94	6,08 zł	226	Zdalnie ster. poten. obrotowy – odb.	PE 9/95	2,52 zł
168	Stół mikserski – ukł. komutacji	PE 11/94	4,60 zł	227	Automatyczna blokada telefoniczna	PE 9/95	1,29 zł
169	Stół mikserski – wsk. przesterowania	PE 11/94	1,37 zł	228	Prosty koder stereofoniczny	PE 10/95	3,12 zł
170	Lampa sygnalizacyjna	PE 11/94	4,56 zł	229	Przystawka do efektu "TREMOLO"	PE 10/95	1,52 zł
171	Symetryzator antenowy	PE 11/94	2,73 zł	230	Regulator mocy lutownicy transfor.	PE 11/95	1,00 zł
172	COVOX do PC	PE 11/94	1,96 zł	231	Uniwersalna ładowarka akumul. Ni-Cd	PE 10/95	4,80 zł
173	Szpieg	PE 11/94	1,00 zł	232	Uniwersalna ładowarka akumul. Ni-Cd	PE 10/95	2,52 zł
174	Generator funkcyjny	PE 12/94	2,06 zł	233	Mikroproc. miernik częstot.-pł.głów.	PE 10/95	2,68 zł
175	Korektor graficzny	PE 12/94	4,18 zł	234	Mikroproc. miernik częstot.-mikropr.	PE 10/95	4,68 zł
176	Analizator widma	PE 1/95	13,44 zł	235	Mikroproc. miernik częstot.-pł.przed.	PE 11/95	4,68 zł
177	Układ kalibracji prądu podkładu	PE 12/94	6,27 zł	236	Mikroproc. miernik częstot.-wzm. we	PE 11/95	5,83 zł
178	Wzmacniacz antenowy	PE 12/94	1,08 zł	237	Preskaler 1,3 GHz	PE 12/95	1,00 zł
179	Zasilacz wzm. antenowego	PE 12/94	1,21 zł	238	Generator akustyczny	PE 11/95	3,16 zł
180	Przedwzmacniacz antenowy	PE 12/94	1,00 zł	239	Dzwonek – "ZŁY PIES"	PE 11/95	4,23 zł
181	Rozdzielacz sygnałów	PE 12/94	1,75 zł	240	Awaryjne zasilanie zegara MC 1206	PE 11/95	1,00 zł
182	Przerywacz kierunkowskazów	PE 1/95	1,00 zł	241	Gwiazda betlejemska – diody	PE 11/95	8,75 zł
183	Stuchawki bezprzewodowe – nadajnik	PE 1/95	2,05 zł	242	Gwiazda betlejemska – automatyka	PE 11/95	2,22 zł
184	Stuchawki bezprzewodowe – odbiornik	PE 1/95	2,46 zł	243	Miernik zniekształceń nieliniowych	PE 12/95	4,90 zł
185	Wykrywacz przewodów	PE 1/95	1,00 zł	244	Automatyczny wyłącznik dodmofonu	PE 12/95	1,43 zł
186	Generator funkcyjny – płyta główna	PE 1/95	9,01 zł	245	Zasilacz z woltomierzem i amperomierz.	PE 12/95	12,43 zł
187	Częstościomierz jednozakresowy	PE 2/95	1,00 zł	246	Termostatyzowany generator kwarcowy	PE 12/95	2,51 zł
188	Charakterograf	PE 2/95	5,24 zł	247	Aparatura zdalnego ster. – szyfrator	PE 2/96	3,47 zł
189	Mikser audio	PE 2/95	9,53 zł	249	Aparatura zdalnego ster. – wykonawcze	PE 2/96	4,64 zł
190	Sterownik świateł – sterownik	PE 3/95	8,81 zł	250	Cyfrowy odczyt częstotliwości UKF	PE 1/96	6,60 zł
191	Sterownik świateł – nadajnik	PE 3/95	2,26 zł	251	Dodatkowe światło STOP w sam.	PE 1/96	1,02 zł
192	Układ fonii satelitarnej	PE 2/95	4,29 zł	252	Echo i pogłos elektroniczny	PE 1/96	8,51 zł
193	Wzmacniacz z lamusa GML-026	PE 3/95	8,32 zł	253	Prostownik do ładowania akumulatorów	PE 2/96	1,35 zł
194	Wykrywacz metali TRANSET 150	PE 3/95	1,92 zł	254	Super Bass	PE 2/96	1,38 zł
195	Zasilacz laboratoryjny 0-30V/3A	PE 3/95	7,00 zł	255	Elektroniczna ruletka	PE 2/96	6,72 zł
196	Wstępny stabilizator tyrystorowy	PE 4/95	1,43 zł	256	Przystawka pseudostereofoniczna	PE 2/96	1,51 zł
197	Sterowanie oświetleniem w łazience	PE 4/95	3,20 zł	257	Migające światło do samochodu	PE 3/96	1,59 zł
198	Efekt gitarowy "FAZER"	PE 4/95	4,02 zł	258	Regulator żarówek halogenowych	PE 3/96	2,55 zł
199	Generator dla początkujących	PE 4/95	1,35 zł	259	Kwarcowy generator – zam. MC 1210	PE 3/96	1,00 zł
200	Programator pracy wycieraczek	PE 4/95	3,25 zł	260	Wachlarzowy miernik wystawiania	PE 3/96	13,02 zł
201	Zabezpieczenie przed zanikiem fazy	PE 4/95	2,92 zł	261	Generator szumu m.cz.	PE 3/96	2,09 zł
202	Miniaturowy zegar MC 1204	PE 5/95	2,73 zł	262	Sterownik świateł ulicznych	PE 3/96	2,55 zł
203	Zdalne sterowanie oświetleniem	PE 5/95	2,05 zł				



POTRÓJNE TRANSCEIVERY DIGITAL 942 (KF+CB+UKF)

Wszystkie rodzaje emisji, zakresy od 20 kHz ÷ 31,7 MHz, 50 ÷ 60 i 140 ÷ 150 MHz w jednym urządzeniu. Cena 1670 zł.

TRANSCEIVERY DIGITAL 96 CW/SSB, pełne pokrycie 20 kHz ÷ 31,7 MHz, mikroprocesorowe sterowanie, syntezer częstotliwości, cyfrowa skala, przestrajanie galką, pamięci, wbudowany klucz elektronowy, moc 4 W, czułość 0,2 μ V, duża odporność na skrośną modulację, VOX, XIT, RIT, itd. **CENA PROMOCYJNA 620 zł.**



DWIE NOWOŚCI DLA RADIOAMATORÓW!

Zestawy do samodzielnego montażu transceiverów DIGITAL 942, oraz DIGITAL 96. W skład zestawu wchodzi: uruchomiony sterownik mikroprocesorowy, płytki drukowane, komplet dokumentacji (razem z instrukcją uruchamiania), komplet cewek, elementy nietypowe. Cena zestawów: DIGITAL 942 – 380 zł, DIGITAL 96 – 290 zł.

WYKRYWACZE WSZELKICH RADIOWYCH PODSŁUCHÓW

● mieszczą się w dłoni ● lokalizują miejsce ukrycia podsłuchu ● zakres pracy od fal krótkich, aż do kilku GHz (przetestowano do 3 GHz) ● absolutna prostota obsługi – jeden przycisk ● przydatne w biznesie i nie tylko... Domyśl się sam... ● cena 100 zł.

PRZESTRAJANY ODBIORCZY FILTR DO CB

Włącza się go między antenę a radiotelefon. Zwiększa odporność odbiorników AM i SSB na zakłócenia od innych stacji. Zawęża pasmo do 4 kHz, pozwalając na wycięcie zakłócającej wstęgi sygnału AM. Posiada przełącznik wzmocnienia –6, 0, +6 dB, oraz automatyczny przełącznik nadawanie/odbior. Oprócz wielu innych elementów elektronicznych w filtrze zastosowano jedenaście tranzystorów i ośmiokwarcowy filtr. Cena: 220 zł.

Informacje (gratis): V-Electronics ul. Sucharskiego 17, 65-001 Zielona Góra tel/fax 26-67-55 Prowadzimy także sprzedaż wysyłkową za zaliczeniem pocztowym. Dla sklepów upusty.

ELEKTRONICY

PŁYTKI, KITY, URUCHOMIONE URZĄDZENIA

Oscyloskop 20 MHz, generator AM/FM z PLL i wobulator 200 MHz, częstotłociomierz 200 MHz, dzielnik 1:100/1,5 GHz, dipmeter 200 MHz, zasilacz impulsowy 12 V/20 A, transceiver KF SSB/CW, wzmacniacz UKF 150 W, wykrywacz metali VLF 2 m, wzmacniacz m.cz. HexFet 100 W, oraz ponad 300 innych urządzeń.

OBNIŻKA CEN, ZAWSZE AKTUALNE
NOWY KATALOG - KOPERTA + ZNACZEK 2 zł
PEP WROCŁAW 17 Skr. Pocz. 1625

SAM WYKONASZ OBWODY DRUKOWANE

Zestaw (laminat, wytrawiacz, instrukcja)
cena 4,50 zł + opłaty pocztowe.

Płatne za zaliczeniem pocztowym.

Oferuję sam laminat jedno- i dwustronny.
Chlorek żelazowy i pisaki do wykonania obwodów drukowanych. Katalog bezpłatnie.
Pracownia Elektroniczna
skr. poczt. 344, 90-950 Łódź - 1
zawsze aktualne !

TRANSET zestawy do samodzielnego montażu, oraz zmontowane płytki.

- 1 profesjonalnych wykrywaczy metali z discriminacją,
- 2 przystawki zmieniającej OTV w wielokanałowy oscyloskop,
- 3 generator funkcji 1 Hz ÷ 1 MHz,
- 4 radiotelefony CB,
- 5 częstotłociomierz/czasom. 1 Hz ÷ 2 GHz
- 6 i wiele innych zestawów.

Informator – koperta + znaczki na list polecony.
ul. Szkolna 2 - 58-550 KARPACZ

MEGA-ART

Artkuły
Elektroniczne

Oferujemy w ciągłej sprzedaży:

- zestawy do samodzielnego montażu
 - obwody drukowane
 - obudowy uniwersalne
 - transformatory sieciowe
 - areozole i akcesoria chemiczne
- Zainteresowanym klientom wysyłamy bezpłatne katalogi (kop. A4 + zn. 75gr)

MEGA-ART 67-100 Nowa Sól
ul. Wojska Polskiego 10/4 tel.(0-688)73-811

Końcówki mocy m.cz., uruchomione płytki zasilaczy stabilizowanych
informacje (0-50) Tel/Fax 32-81-81

VOLUME

Księgarnia Elektroniki i Informatyki
ul. Siemiradzkiego 3

60-763 POZNAŃ
tel. 66-51-12 w 14

Charakterystyka:

Literatura, katalogi,

instrukcje serwisowe, schematy, programy shareware, kit'y.

Sprzedaż stacjonarna i wysyłkowa.

Sprzedaż wysyłkowa prowadzona jest w ścisłej współpracy z redakcją „Praktycznego Elektronika” przez firmę LARO S.C. Asortyment elementów obejmuje wszystkie urządzenia publikowane na łamach „Praktycznego Elektronika”. Szczegółowy wykaz elementów, wraz z cenami można znaleźć w numerze 12/95 PE na stronach I-IV (wklejka).

Płytki drukowane i zaprogramowane EPROMY można zamawiać wyłącznie w redakcji PE

W zamówieniach prosimy podać informację, czy w przypadku braku którejś z pozycji zamówienie można zrealizować częściowo.

LARO S.C.
65-958 ZIELONA GÓRA
skr. poczt. nr 149